anno XLIV - numero 3 - marzo 1972 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

Rex 9 pollici
una nuova dimensione del portatile

Sede della Società

ING. S. & DR. GUIDO

BELOTTI

PIAZZA TRENTO, 8

20135 MILANO

Posta : 20135 - MILANO
Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
(Prefisso 02) 54.33.51 (5 linee)
Telex : 32481 BELOTTI
Telegrammi: INGBELOTTI - MILANO

C.P.

GENOVA - CORSO ITALIA 40 - TEL. (010) 31.62.44 - 16146
ROMA - VIA LAZIO 6 - TEL. (06) 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55 - TEL. (081) 32.32.79 - 80133

STRUMENTI PER MISURE ELETTRICHE

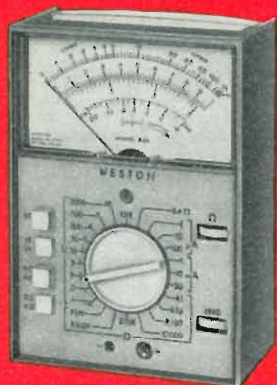



Fig. 2 - Tester portatile

Fig. 3 - Wattmetro portatile

Fig. 4 - Contatore campione portatile

Fig. 5 - Galvanometro

Fig. 6 - Oscilloscopio

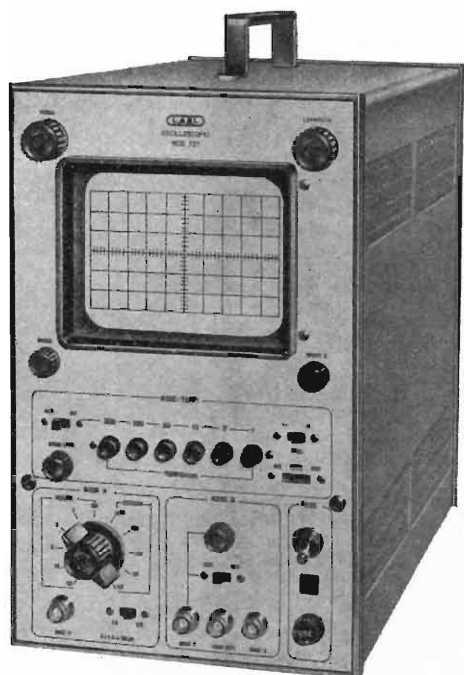
Fig. 7 - Misuratore di isolamento tascabile

Fig. 8 - Ponte per misure d'ammettenza VHF

Fig. 9 - Misuratore di terre ad azzeramento

Fig. 10 - Ponte universale per misure di resistenze

Fig. 11 - Milliamperometro registratore

NUOVA SERIE - totalmente allo stato solido

OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA MOD. 721

L'Oscilloscopio Mod. 721 è dotato di particolari caratteristiche; il sistema di trigger, l'attenuatore d'ingresso dell'asse Y calibrato e compensato, ed infine l'asse tempi calibrato, lo rendono uno strumento semiprofessionale.

Amplificatore verticale

Banda passante:	dalla cc.a 10 Mhz (3 dB)
Sensibilità:	10 mV pp/cm.
Tempo di salita:	35 nS.
Fattore di deflessione:	da 10 mVpp/cm a 20 Vpp/cm in 11 posizioni calibrate

Base tempi

Tempi di scansione:	da 300 mS a 1 µS/cm in 12 posizioni calibrate con sequenza: 1 - 3 - 10 precisione: ± 5%.
Sincronismo:	positivo/negativo; interno/esterno: rete.

Amplificatore orizzontale

Ingresso esterno:	da 10 Hz a 100 Kz (3 dB).
Sensibilità	300 mVpp/cm + variazione fine.
Impedenza d'ingresso:	100 KOhm con 25 pF parallelo.
ASSE Z:	impulso positivo (sopprime).

GENERATORE PANORAMICO TV-FM VHF-UHF MOD. 637-A

Caratteristiche Tecniche
SWEEP

Campo di frequenza:	da 0,25 ÷ 900 Mhz
Tensione di uscita:	gamma VHF - 0,3 Vpp su 75Ω - gamma UHF - 1 Vpp su 75Ω.
Impedenza di uscita:	75Ω su attenuatore ad impedenza costante
Frequenza di modulazione:	50 Hz (frequenza di rete).
Ampiezza di spazzolamento:	da 0 a 40 Mhz regolabile in modo continuo ed a scatti.
Uscita per asse X:	10 Vpp circa con regolazione della fase.

MARCATORE

Campo di frequenza:	da 4 ÷ 900 Mhz 4 ÷ 8 - 8 ÷ 16 - 16 ÷ 32 - 30 ÷ 60 - 50 ÷ 120 - 100 ÷ 240 - 450 ÷ 900.
Precisione taratura:	migliore dell'1% con controllo a quarzo interno a 5,5 Mhz,
Attenuatore:	a regolazione continua.

OSCILLOSCOPIO A DOPPIA TRACCIA MOD. 731

Generalità

L'Oscilloscopio a doppia traccia Mod. 731, con banda passante dalla c.c. a oltre 10 MHz entro 3 dB ed equipaggiato interamente con transistors al silicio, è uno strumento a livello professionale, in quanto ha delle prestazioni che lo rendono versatile in un campo di applicazioni generale, nei Laboratori elettronici ed elettrotecnici: è adatto per misure, controlli, verifiche, collaudi, servizio riparazioni.

Caratteristiche Tecniche
ASSE VERTICALE
Canale A come Canale B

Banda passante:	dalla c.c. a 10 MHz entro 3 dB.
Sensibilità:	10 mVpp/cm.
Tempo di salita:	35 nS.
Fattore di deflessione:	da 10 mVpp. a 20 Vpp. per cm.

BASE TEMPI

Tempi di scansione:	da 0.2 S/cm. a 0,5 µS/cm. in 18 posizioni.
Sincronismo:	AC - DC - interno - esterno - rete.
Modi di funzionamento:	ricorrente o comandato (Auto o Trigger).

ASSE ORIZZONTALE

Banda passante:	da 10 Hz a 300 KHz entro 3 dB.
Sensibilità:	300 mVpp/cm.
Attenuatore:	variazione continua da zero al max.
Espansione:	x 2 ÷ x 5
Impedenza d'ingresso	100 KΩ con 25 pF in parallelo.
ASSE Z	Impulso positizo sopprime.

20156 MILANO - VIA PANTELLERIA, 4 - TEL. 391267 - 391268

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

Sede, direzione generale e uffici:
20149 Milano - P.le Zavattari, 12 - tel. 4388

MULTIMETRO DIGITALE **DG 215**

l'ultimo nato della nuova generazione **UNAOHM:**

Preciso

Piccolo

Sicuro

Prezzo Record

PRINCIPALI CARATTERISTICHE

Tensioni continue: da 1 mV a 1000 V in quattro portate:

Precisione: ± 0,5% del valore letto ± 0,5% della portata ± 1 digit. a 25 C°.

Impedenza di ingresso: 10 MΩ.
Tramite apposito puntale esterno P 150/S è possibile estendere il campo di misura fino a 30 KV.

Tensioni alternate: da 1 mV a 750 V efficaci in quattro portate:

Precisione: ± 1% del valore letto ± 0,5% della portata ± 1 digit. a 25 C°.

Impedenza di ingresso: 10 MΩ/ 100 pF.

Risposta di frequenza: entro il ± 2% da 20 Hz a 20 KHz.

Correnti continue: da 1 μA a 2 A in quattro portate:

Precisione: ± 0,5% del valore letto ± 0,5% della portata ± 1 digit. a 25 C°.

Caduta di tensione: 1 V.

Applicando « shunts » esterni forniti a richiesta è possibile estendere il campo di misura.

Resistenze: da 1 Ω a 1,999 MΩ in quattro portate:

Precisione: ± 0,5% del valore letto ± 0,5% della portata ± 1 digit. a 25 C°.

Tensione di prova: 1 V.

Indicatori numerici: 3 più un indicatore di fuori portata.

Indicatori di polarità: automatico.

Reiezione del rumore di modo comune: 80 dB.

Reiezione del rumore di modo serie: 30 dB a 50 Hz.

Alimentazione: 220 V ± 10% 50 ÷ 60 Hz.

Dimensioni: 135 x 90 x 200 mm circa.

M

della **START S.p.A.**

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono: **9150424/425/426** □

E' USCITO

Lo ZeroZerolibro

SPIONAGGIO ELETTRONICO

L'uso di dispositivi d'intercettazione o di disturbo era, sino a poco tempo fa, a portata di pochi, poiché si trattava di apparecchi molto costosi, costruiti, quasi su commissione, da tecnici-artigiani. I clienti esclusivi erano le agenzie di investigazione, la polizia e i servizi di sicurezza oltre alle grandi industrie per lo spionaggio e il controspionaggio industriale.

Con la diffusione — diremmo quasi al livello « consumistico » — dei transistori e dei ridottissimi circuiti elettrici che impiegano transistori, l'elettronica ha ora reso accessibile anche ai privati e ai dilettanti in vena di « fare la spia », la costruzione e quindi l'uso dei dispositivi necessari a seguire una conversazione, a proteggersi da eventuali controlli, a registrare tutto ciò che vien detto in un ambiente, in una parola, a « mettere il naso » nelle faccende altrui.

Lasciando da parte, per il momento, ogni valutazione sul carattere negativo di questo aspetto dello spionaggio, si può ridimensionarne la portata d'applicazione, osservando che anche in casa, per un uso inoffensivo, un dispositivo di controllo può aiutare molto: per sorvegliare a distanza i giochi o il sonno dei figli, ad esempio, per avere notizie in ogni momento, quando si sia bloccati in un locale, su ciò che accade nel resto della casa, per difendersi dai ladri e dai malintenzionati...

Nel libro « **Spionaggio elettronico** » vengono passati in rassegna tutti i possibili strumenti della perfetta spia: dalla « cimice » introdotta nel microfono del telefono, che trasmette le conversazioni a una notevole distanza tramite una normale radio, appena modificata; dalla borsa diplomatica che contiene una centrale di registrazione e trasmissione dei minimi rumori e di tutte le voci di un ambiente, sino alla chitarra trasformata in modo da diffonderne il suono amplificato in altri ambienti, come se provenisse da una chitarra elettrica; dal microfono eccezionalmente fedele che riesce, pur essendo piccolissimo, a captare e quindi diffondere a distanza le voci di persone in movimento e anche le parole susurrate.

Di questi e di altri più raffinati dispositivi nel libro si elencano e si descrivono il funzionamento, la costruzione pratica — con la rassegna precisa di ciò che occorre e dello schema elettrico da seguire — e la messa a punto, con una serie di consigli dettagliati e di uso immediato che aiutano l'aspirante spia.

I « pezzi » che occorrono sono tutti esistenti in commercio e poco costosi.

Questo volume tratta i dispositivi per lo spionaggio: **la Casa Editrice il Rostro ha già in preparazione,** a tale proposito, un **secondo volume,** che insegnerà a difendersi da eventuali intromissioni altrui e **che insegnerà,** quindi, **come si fa il controspionaggio.**

EDITRICE IL ROSTRO

20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Telefoni 321542 - 322793

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 3 - marzo 1972 - anno XLIV

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

Associata all'USPI (Unione Stampa Periodica Italiana)

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa: Ediz. Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - C.so Lodi, 47 - Milano

EDITORIALE

di A. Nicolich

Il Sécam che scotta

L'Italia è una bella ragazza, che era fidanzata ad un prestante zerbinotto di nome PAL. Era costui, e seguita ad esserlo, un bravo giovane rappresentante il tipico buon partito, universalmente stimato ed apprezzato, capace di assicurare una serena vita agiata, sempre riscaldata dall'ardore passionale e illuminata dalla fiaccola amorosa. Tutto faceva prevedere un idilliaco « Liebesheirath » e le pubblicazioni erano già state fatte. Ma il diavolo volle azionare la sua pelosa flessibile appendice posteriore, facendo apparire un fiero Gallo.

Nel cielo già dorato un fulmine scoppiò con gran fragore e il bel sogno svanì, la pace si perse, pressappoco come quando Elsa, a costo della vita e infrangendo un sacro giuro, volle conoscere il nome del pugnace cavaliere vincitore di Telramondo. Avete tutti indovinato che il rivale non è altri che il Sécam.

La volubile Italia se ne invaghì e, incoraggiata dai suoi volpini tutori soggiogati dal metallo, che rese vulcanica la mente di Figaro, convertì il « Liebeshandel » in un'« espèce d'amour ».

Ben sappiamo che in fatto di matrimoni, i consigli, gli argomenti probanti, i discorsi assennati, al pari delle fiere minacce, fanno più male che bene, poiché raggiungono il solo risultato di indurre i consigliati ad una pazza corsa contro il muro, che fracasserà loro la testa; tuttavia, a scarico di coscienza, per non renderci complici di un misfatto, ricordiamo ciò che sta avvenendo nei paesi limitrofi alla Francia.

In Svizzera, con apparecchiatura Philips appositamente studiata, si sta tramando di convertire il Sécam in Pal, quindi di trasmettere i programmi francesi in cavo RF agli utenti di TVC. In Belgio, in parte dell'Italia, in parte della Rep. Dem. Germanica, e persino a Berlino est, si pensa di imitare l'esempio svizzero. Il vantaggio della trasmissione TVC di programmi francesi col sistema Pal è tutto degli utenti, che non devono acquistare ricevitori multistandard eccessivamente costosi. Si tratta di demodulare il segnale francese trasmesso in Sécam, fargli subire una decodifica, estrarre dal segnale decodificato i tre segnali di colore V, R, B, quindi codificare in Pal, modulare con il codificato una portante FI, convertire questa in RF e irradiare il Pal.

Questo è demolire pietra su pietra il Sécam, sbarazzarsi di esso e ricominciare la trasmissione in Pal. Quanta fatica e quale spesa! Non è più semplice eliminare l'intermediario Sécam e trasmettere addirittura in Pal?

Attenta Italia mia, se non vorrai piangere, che ben ne avresti d'onde, domani, se ti saltasse il ticchio di sposare il Sécam! Un imprudente matrimonio si tramuterebbe tosto in un disperato anelito al divorzio, prima del referendum.

Ricordate, Italia e Tutori, le lusinghe, gli allettamenti, le promesse, al tempo della scelta dello standard TV bianco-nero? Lo sapete o non lo sapete che, insieme con la demolizione del Sécam, tutto intorno alla Francia, si spendono somme ingenti per « disfare » le 819 righe e convertirle in 625?

Gli errori si pagano, prima o poi il buon senso prevale e le cose estrose imposte con la forza vengono cancellate, ma con biasimevole dispersione di mezzi e di tempo.

I mutamenti politici in Italia fanno il gioco di chi non vuol decidere il sistema di TVC nel nostro meschino paese dilaniato dalle cosiddette lotte intestine, perciò il nostro dire può sembrare fuori luogo: noi volevamo non perdere l'occasione, che si presenta in questa ora, di richiamare una volta di più gli abissi, che si aprirebbero sotto le nostre sebacee, qualora si adottasse il sistema sequenziale a memoria. Frattanto ci consoliamo considerando che alla fin fine il colore non è necessario; la TV in bianco-nero serve egregiamente, basta scegliere i soggetti adatti, cioè tutto e solo in bianco-nero.

Ch'è non vi sono piaciute le trasmissioni delle Olimpiadi di Sapporo? Non è stupefacente starsene a casa propria ben riscaldata e assistere, meglio che se si fosse sul posto, alle superlative acrobatiche esibizioni sciistiche in Giappone? La neve è bianca (forse l'avete già sentito dire) e allora che bisogno c'è dei colori? (Notare l'ironia).

Stadio finale di riga a transistori e alimentazione con convertitore per televisori a colori con tubo 110°

R. Dangschat e R. Haas - a cura di A. Rovelli

La tecnica « ibrida », che consiste nell'usare ad un tempo tubi elettronici e transistori nei televisori a colori, è una soluzione che presenta sempre vantaggi riguardo al prezzo di vendita, e che rimane in uso ancor oggi ad opera dei fabbricanti e rimarrà nel prossimo futuro. Ma è facile prevedere che ben presto (ed è già avvenuto) grazie ai nuovi circuiti a transistori, sarà possibile fabbricare ricevitori di TV completamente a transistori, il costo, la fidabilità e la qualità dell'immagine dei quali saranno pari o superiori a quelli dei ricevitori ibridi.

Nello studio che segue si descrivono uno stadio di uscita orizzontale ed un alimentatore a convertitore. Contemporaneamente si troveranno indicazioni sui circuiti correttori di geometria e di convergenza agli angoli.

Nello svolgimento degli studi per questi vari dispositivi, si è ritenuto utile, da una parte, considerare come un tutt'uno indivisibile lo stadio di uscita di riga con i suoi circuiti ausiliari di deviazione, unitamente all'alimentatore stabilizzato, di cui necessita e, d'altra parte, di usare unicamente elementi passivi per i circuiti correttori propri della tecnica dei 110°, affinchè l'affidamento dell'apparecchio così costruito non sia inferiore a quello dei televisori a colori con tubo a 90°.

Poichè attualmente la tecnica dei tubi a 110° non ha ancora trovato la sua stabilizzazione definitiva e tutte le combinazioni ricorrenti ai tubi con collo sottile o normale, con gioghi toroidali di deviazione o a forma di sella sono possibili, i circuiti proposti per lo stadio finale orizzontale e per l'alimentatore sono previsti per essere adattati ad entrambi i tipi di cinescopi. Sebbene le condizioni di funzionamento di un transistore come il BU108 siano, con un tubo a collo sottile ed un giogo toroidale, dal 10 al 15% più « severe », esse restano pur sempre molto al disotto dei limiti ammissibili. Solo nei circuiti correttivi si ricorre a soluzioni diverse, secondo che si tratti di un tubo a collo sottile, o di un tubo a collo normale.

Circuiti di deviazione orizzontale con un transistore ed un dispositivo di protezione

Per fare concorrenza, in qualche modo, ai circuiti a tubi elettronici aventi un unico trasformatore di uscita orizzontale E.A.T., si è messo a punto un circuito con un solo transistore di potenza e, ben inteso, un solo trasformatore di uscita. Il transistore adottato, BU108 (1500 V, 7,5 A) ha caratteristiche inverse, che permettono di sopprimere, ossia di economizzare, il diodo detto di recupero. Il transistore viene impiegato in circuito a base comune e comandato dall'emettitore. In questo modo è possibile far passare la corrente inversa soprattutto attraverso il circuito di base, e ottenere così un andamento nettamente più favorevole per la corrente di base. La fig. 1 indica in *b*) la forma della corrente di base di uno stadio di uscita di riga classico, e in *a*) la forma della corrente del circuito di recente costruzione e qui descritto. La corrente inversa provoca una sovrasaturazione della base subito dopo l'inizio dell'andata, dopo di che la corrente di base diminuisce e diventa alla fine dell'andata solo 0,6 A. Il numero di portatori di cariche è, perciò, relativamente piccolo e il tempo di recupero del diodo collettore-base è solamente 2 μs.

Questa forma di corrente di base è opposta all'opinione generalmente ammessa, secondo la quale una forte corrente di collettore esige una corrente di base corrispondente pure grande, per provocare la saturazione di un transistore. Ora, una

Fig. 1 - Forma della corrente di base del transistore BU108 per una corrente del fascio elettronico di 1,5 mA (*a*); forma della stessa corrente in uno stadio di uscita di riga normale a transistori (*b*).

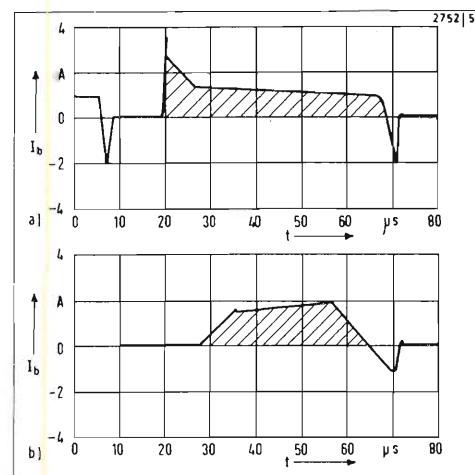
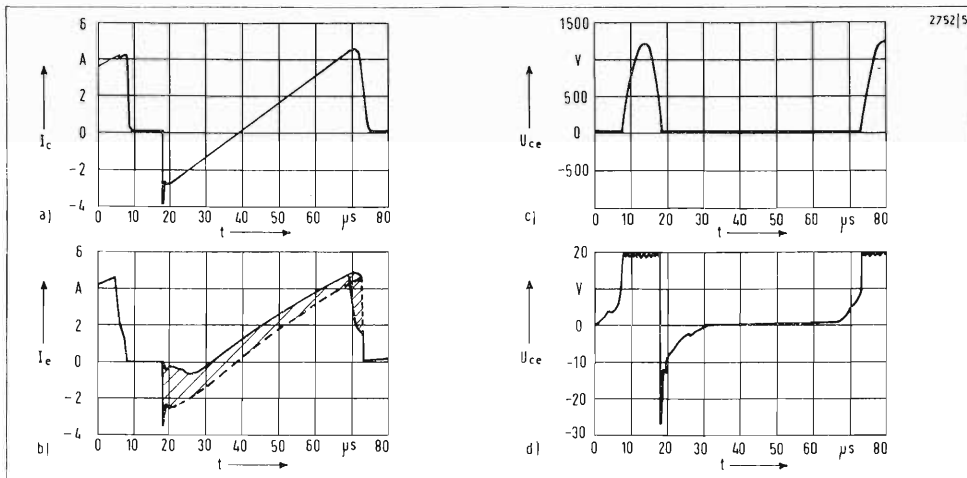
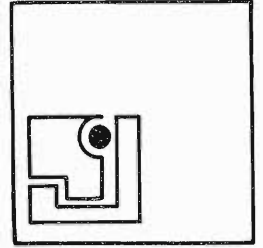



Fig. 2 - Oscillogrammi delle corrent e delle tensioni del transistore BU108 per la corrente del fascio di 1,5 mA. La parte ombreggiata dell'oscillogramma *b*) corrisponde alla corrente di base della fig. 1*a*).

forte corrente di base alla fine dell'andata presenta l'inconveniente di comportare un tempo di recupero più lungo, il che conduce ad un aumento di perdite di commutazione.

Esperimenti hanno dimostrato che con un transistore di commutazione del tipo BU108, questo fenomeno non è imputabile al valore assoluto della corrente di base, ma alla quantità di portatori di cariche, che attraversano il circuito di base durante l'andata, cioè all'area tratteggiata in fig. 1. Per il transistore BU108 è necessario che quest'area rappresenti 40 ÷ 50 µA per assicurare una commutazione a basse perdite.

Nella fig. 2 sono riprodotti gli oscillogrammi di maggior interesse in uno stadio finale di riga, per un tubo cinescopio a collo normale. La corrente di collettore (fig. 2*a*) presenta un andamento normale, ma si nota la presenza di una piccola instabilità a circa 2 µs prima della fine dell'andata, in coincidenza dell'istante in cui l'emettitore s'interdice; la corrente di collettore continua a circolare attraverso il diodo base-collettore.

L'oscillogramma della fig. 2*b* mostra che attraverso il circuito di emettitore passa solo una frazione relativamente piccola della corrente inversa. La differenza tra le due curve delle figure 2*a*) e 2*b*) rappresenta la corrente di base. L'oscillogramma della fig. 2*d*) è particolarmente interessante, perchè indica la tensione collettore-emettitore del transistore durante l'andata. Si constata così che il transistore rimane completamente saturato per tutto il tempo in cui circola una corrente di base positiva e che in conseguenza, la caduta di tensione ai suoi capi è piccola. Solamente all'istante in cui comincia il processo di commutazione (circa 2 µs prima della fine dell'andata) la tensione collettore-emettitore sale a circa 6 V, fenomeno inevitabile, perchè la base del transistore non può essere saturata e scarica contemporaneamente. Ma bisogna sforzarsi di rendere questo intervallo, in cui il transistore, in seguito alla scarica della base, non è più controllato, il più breve possibile. Nel circuito descritto qui, le perdite nel transistore sono minori che nei circuiti abitualmente utilizzati, il che permette di usare un solo transistore per uno stadio di uscita 110° e di assicurare tuttavia un grande margine di sicurezza rispetto ai valori limiti. Misure effettuate nel circuito sperimentale hanno dimostrato che la corrente di punta era di 4 A (4,6 A per un tubo a collo sottile) e che la tensione di cresta di collettore era di 1200 V. Si vede quindi che la potenza di cresta è 4,8 kVA (5,3 kVA per un tubo a collo sottile). Ora, i valori limiti corrispondenti sono: 7,5 A; 1500 V e 11,25 kVA, rispettivamente.

La dissipazione nel transistore rappresenta, secondo che si tratti di un tubo a collo sottile o normale, 8 e 6 W rispettivamente, ciò è ancora lontano dalla dissipazione limite indicata nelle caratteristiche e che è 12,5 W.

Lo schema di fig. 3 è quello di uno stadio di uscita di riga con raddrizzatore E.A.T. detto in cascata, e con un solo trasformatore, previsto per un tubo a collo sottile di tipo A66-150X, mentre lo schema di fig. 4 rappresenta un circuito analogo, ma per un tubo a collo normale.

In entrambi i casi, la costruzione dei trasformatori di uscita non presenta particolari difficoltà e non si è qui usato l'accordo su un'armonica superiore. Sebbene non sia prevista alcuna stabilizzazione dell'E.A.T., la resistenza interna dell'alimentatore è dell'ordine di 2 MΩ e la larghezza dell'immagine varia solo dell'1,5% circa per una variazione della corrente del fascio da 0 a 1,5 mA. Si regola la larghezza dell'immagine agendo sopra una tensione di circa 150 V, prelevata da un alimentatore stabilizzato. Poichè la dispersione delle caratteristiche dei trasformatori non accordati è bassa, si ottiene con certezza un'E.A.T. di 25 kV regolando correttamente la larghezza dell'immagine. Le caratteristiche numeriche dello stadio di uscita di riga e E.A.T. sono indicate nella tabella 1 per i due tipi di cinescopi.

La commutazione del transistore *Tr*1 (figure 3 e 4) alla fine di un'andata si effettua nel modo seguente. L'impulso positivo di comando, proveniente dal circuito integrato TBA920, fa passare in saturazione il transistore *Tr*3, bloccato prima dell'arrivo di questo impulso. Il transistore *Tr*2 conduttivo fino a questo momento grazie ad una tensione ausiliaria di polarizzazione positiva di 4 V applicata attraverso R_1, diviene bloccato ed apre l'emettitore di *Tr*1. La corrente di collettore di questo transistore passa

allora attraverso il circuito di base (R_1, C_1 e R_3) verso la massa, questa condizione dura da 1,5 a 2 μs, dopo di che R_1 si « distacca », il tempo di taglio è dell'ordine di 0,7 μs. Il condensatore C_2, disposto tra l'emettitore di *Tr*1 e la massa, rende questa interruzione più dolce.
Affinchè il transistore *Tr*1 rimanga interdetto durante il ritorno da una tensione base-emettitore di 4 V, è previsto un divisore di tensione (R_4, R_5) per il circuito di emettitore.
La corrente positiva di base, necessaria per saturare il transistore *Tr*1 durante l'andata, è fornita dalla tensione di alimentazione di 24 V attraverso R_6 durante la commutazione, e in seguito soprattutto dalla tensione ausiliaria di 4 V attraverso R_2.
Il transistore *Tr*2 deve essere in grado di commutare una corrente di collettore corrispondente alla corrente di emettitore di *Tr*1 (fig. 2*b*). È sufficiente un transistore che sopporta 40 V e al posto di quello indicato sullo schema (TV58) si può utilizzare un *BD*109/16. Il prezzo di questo transistore è dello stesso ordine di grandezza di quello di un trasformatore pilota, perciò il costo globale del circuito non è più grande.

Dispositivo di protezione

Una particolarità dello schema descritto è il suo dispositivo di protezione, che impiega i transistori *Tr*4 e *Tr*5. Ai capi della resistenza R_3 si dispone di una tensione a denti di sega con punte positive di circa 4 V, tensione determinata dalla corrente di collettore di *Tr*1. La resistenza regolabile di 500 Ω permette di fissare una soglia di tensione, per es. di 5 V, che rappresenta « il livello di protezione ». Se la corrente di cresta dello stadio di uscita supera il livello di protezione di 5 A (che corrisponde a 5 V ai capi di R_3), il transistore *Tr*4 precedentemente conduttore si blocca, mentre *Tr*5 è saturato. Perciò *Tr*3 passa in saturazione, mentre *Tr*2 e *Tr*1 sono interdetti, come durante un ritorno di riga. Dopo qualche millisecondo, il complesso ritorna automaticamente al suo stato iniziale, tosto che C_3, disposto nel circuito di base di *Tr*4, si è scaricato attraverso R_8.
Se il difetto, che sta all'origine di una corrente esagerata di collettore (per es. un corto circuito nel trasformatore di uscita o nel circuito di E.A.T.) persiste, il dispositivo di protezione si riporta di nuovo a 5 A e continua poi a interrompere e a rimettere in servizio lo stadio di potenza con una frequenza di ripetizione di circa 200 Hz. L'azione della protezione blocca anche il transistore *Tr*6 e fa lavorare l'oscillatore di riga su di una frequenza nettamente più alta, il che favorisce una rimessa in funzione dolcissima e senza scosse.
Il consumo dello stadio finale di riga cade, appena la protezione è entrata in gioco, ad un valore praticamente nullo, perciò questo regime non rappresenta alcun pericolo per *Tr*1.
Riassumendo, la protezione interviene nei seguenti casi:
– corto circuito all'interno del cinescopio;
– corto circuito nel trasformatore o a una delle uscite;
– sovraccarico provocato da una corrente del pannello troppo alta;
– tensione di alimentazione troppo alta in seguito a un guasto nel gruppo di alimentazione;
– deriva dell'oscillatore di riga verso frequenze più basse;
– interruzione o corto circuito nell'oscillatore di riga;
– interruzione di un collegamento al giogo di deviazione.
Si vede che questo dispositivo non protegge solo il transistore di potenza contro i corti circuiti e i sovraccarichi, ma aumenta la sicurezza di funzionamento

Fig. 3 - Trasformatore di uscita di riga e circuito di deviazione, che usa il transistore BU108 ed un circuito di protezione, previsto per il cinescopio a collo sottile tipo A66-150X.

dell'apparecchio completo, in modo da ottenere un miglioramento dell'affidamento rispetto ai circuiti a tubi elettronici.

Correzioni della geometria e di convergenza agli angoli

Quando si usa un cinescopio a collo stretto associato ad un giogo toroidale, non occorre alcun dispositivo per assicurare la convergenza agli angoli. Ma, come in questo caso, la correzione EST-OVEST risulta ridotta al 50% della sua efficienza, è necessario prevedere un trasduttore in parallelo (fig. 3). La correzione NORD-SUD può essere ottenuta in modo analogo mediante un trasduttore ed un'induttanza di sfasamento.
Il cinescopio europeo fino ad oggi disponibile, associato ad un giogo di deviazione classico a forma di sella, dava agli angoli un errore di convergenza fino a 6 mm. Un nuovo giogo, ancora in istudio, ha permesso di ridurre questo errore a 3 mm, pur conservando una grande sensibilità in entrambi i sensi orizzontale e verticale.
Sebbene sia teoricamente possibile evitare errori di convergenza agli angoli anche con un giogo a forma di sella, non è certo che ciò sia razionale dal punto di vista del prezzo, a motivo delle tolleranze

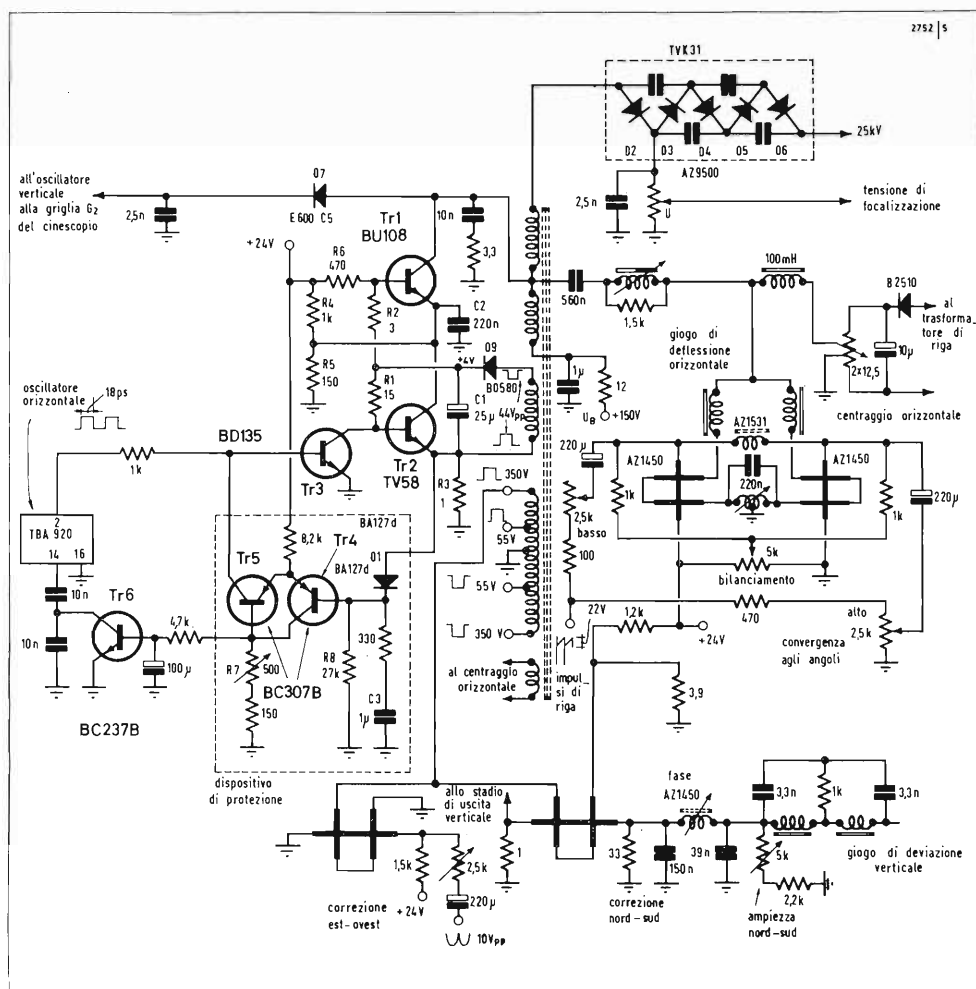
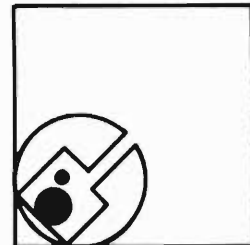



Fig. 4 - Stadio di uscita di riga a transistore BU108, con un circuito di protezione e circuito passivo di convergenza agli angoli, previsto per il tubo a collo normale tipo A66-140X. R_1 e R_3 sono resistenze non induttive.

ammesse. L'associazione di un tubo a collo stretto con un giogo a forma di sella conduce parimenti ad errori di convergenza agli angoli, che si possono eliminare in alto e in basso per mezzo di due trasduttori bilanciati. La fig. 4 rappresenta uno schema in cui la convergenza agli angoli e la correzione EST-OVEST sono ottenute con un complesso di tre trasduttori. La spesa supplementare di un trasduttore è compensata dal vantaggio di poter combinare qualsiasi giogo con qualsiasi tubo, qualunque ne sia la provenienza e di eliminare in tutti i casi gli errori di convergenza agli angoli, senza nuocere alla purità. Si possono in tal caso ammettere tolleranze più larghe tanto per i tubi, quanto per i gioghi.

Alimentazione a convertitore

Per alimentare dalla rete un televisore a colori completamente a transistori, occorre una potenza di circa 180 W, così suddivisa:

- accensione del cinescopio circa 6 W;
- stadio finale di riga da 70 a 95 W;
- stadi di uscita video, luminanza e crominanza circa 25 W;
- stadi alimentati a bassa tensione circa 60 W.

Da un apparecchio all'altro, secondo la propria concezione, possono avere, ben inteso, scarti abbastanza sensibili rispetto alle cifre sopra riportate, ma è importante che il consumo totale sia, in ogni caso, inferiore a 200 W. Un alimentatore rispondente a tutte questi requisiti deve presentare le seguenti caratteristiche:

- le variazioni di ± 15% della tensione di rete devono essere ridotte a ± 1,5% all'uscita;
- le variazioni del carico all'uscita 150 V, di 70 ÷ 95 W, determinate dalle variazioni di luce, devono avere solo una piccolissima influenza sulle altre tensioni (variazioni massime ammissibili ± 1,5%);
- la tensione di ronzio all'uscita del raddrizzatore di circa 15 V_{pp} deve essere ridotta a meno di 0,5 V_{pp};
- tutte le uscite devono essere protette contro un corto circuito o un sovraccarico; il complesso di alimentazione deve rimettersi normalmente in servizio subito

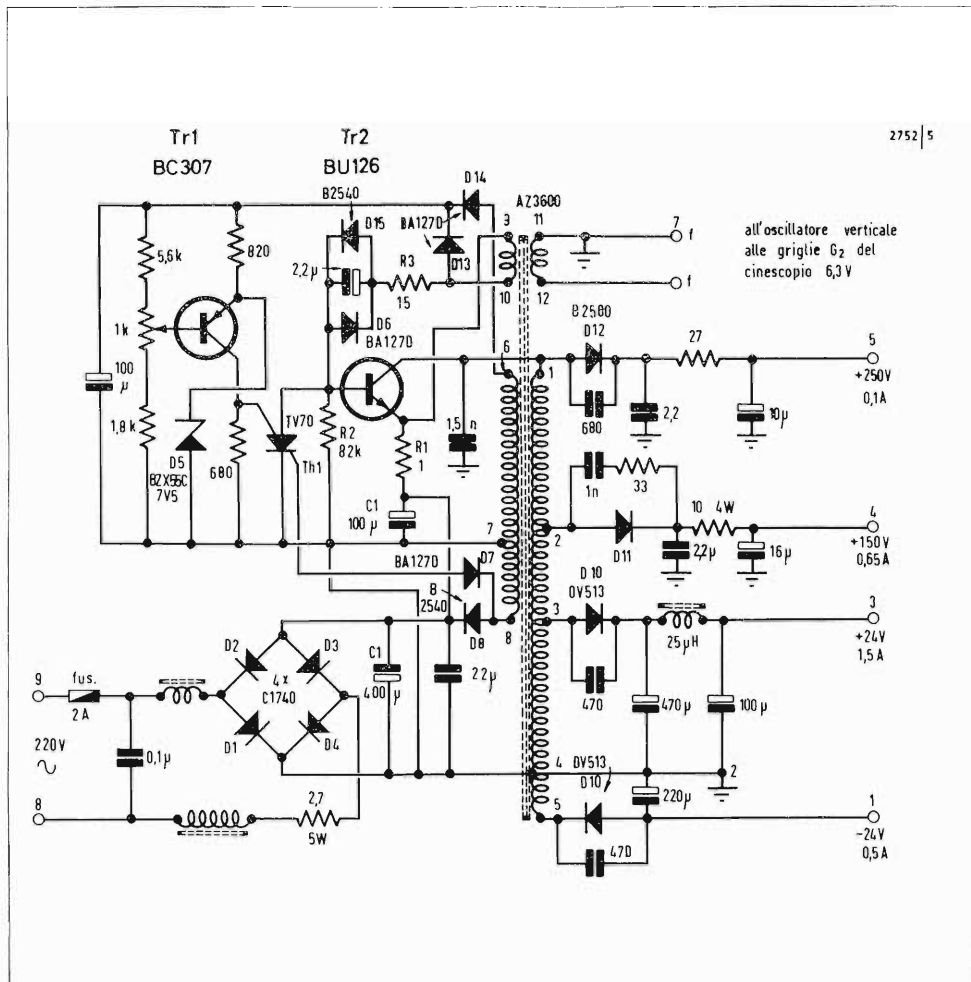



Fig. 5 - Alimentatore a convertitore non sincronizzato per un televisore a colori a transistori.

dopo l'eliminazione del corto circuito o del sovraccarico;

– l'alimentatore deve poter funzionare a vuoto senz'alcun inconveniente, poichè questo regime può presentarsi in sede di fabbricazione o in caso di riparazione.

Tutte queste condizioni sono soddisfatte dal gruppo di alimentazione di fig. 5 e ricorrendo ad un convertitore-oscillatore, che offre una soluzione semplicissima ed economica del problema.

La tensione di rete viene raddrizzata da un ponte a 4 diodi al silicio e la tensione continua ottenuta viene spianata da C_1. Come transistore di commutazione si utilizza un BU126 (*Tr*2). Il trasformatore AZ3600 è costruito su di un circuito a ferrite del tipo EE42 e le sue caratteristiche di autotrasformatore permettono di ottenere una tensione di collettore praticamente rettangolare con un bassissimo tasso di sovraelongazione.

Il circuito non è sincronizzato sulla frequenza di riga, ma oscilla su circa 18 kHz a pieno carico e su circa 25 kHz in presenza di carico ridotto al 60%. Praticamente, nelle condizioni di uso in un televisore, la frequenza di conversione varia da 18 a 25 kHz. A vuoto, il convertitore passa ad un regime sinoidale a circa 50 kHz. Questo apparecchio permette molto facilmente di regolare variazioni della tensione di rete di $\pm$ 20%, il rapporto ciclico delle oscillazioni varia in conseguenza.

Contrariamente agli alimentatori a commutazione sincronizzata, che esigono una regolazione complicatissima, l'assieme descritto, a oscillazioni libere si accontenta di un dispositivo regolatore molto semplice. Il diodo D_4 fornisce una tensione continua di riferimento di + 24 V, che a motivo dell'accoppiamento molto serrato del trasformatore, comanda tutte le tensioni di uscita (+ 250 V, + 150 V, + 24 V ecc.). Il transistore *Tr*1 confronta una frazione di questa tensione di riferimento con la tensione stabilizzata ai capi del diodo zener e serve, allo stesso tempo, come amplificatore di regolazione. Il tiristore *Th*1 resta conduttivo durante il breve istante, in seguito all'azione sul suo elettrodo anodico (fig. 6a), l'istante di

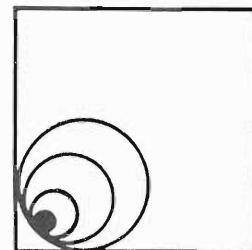
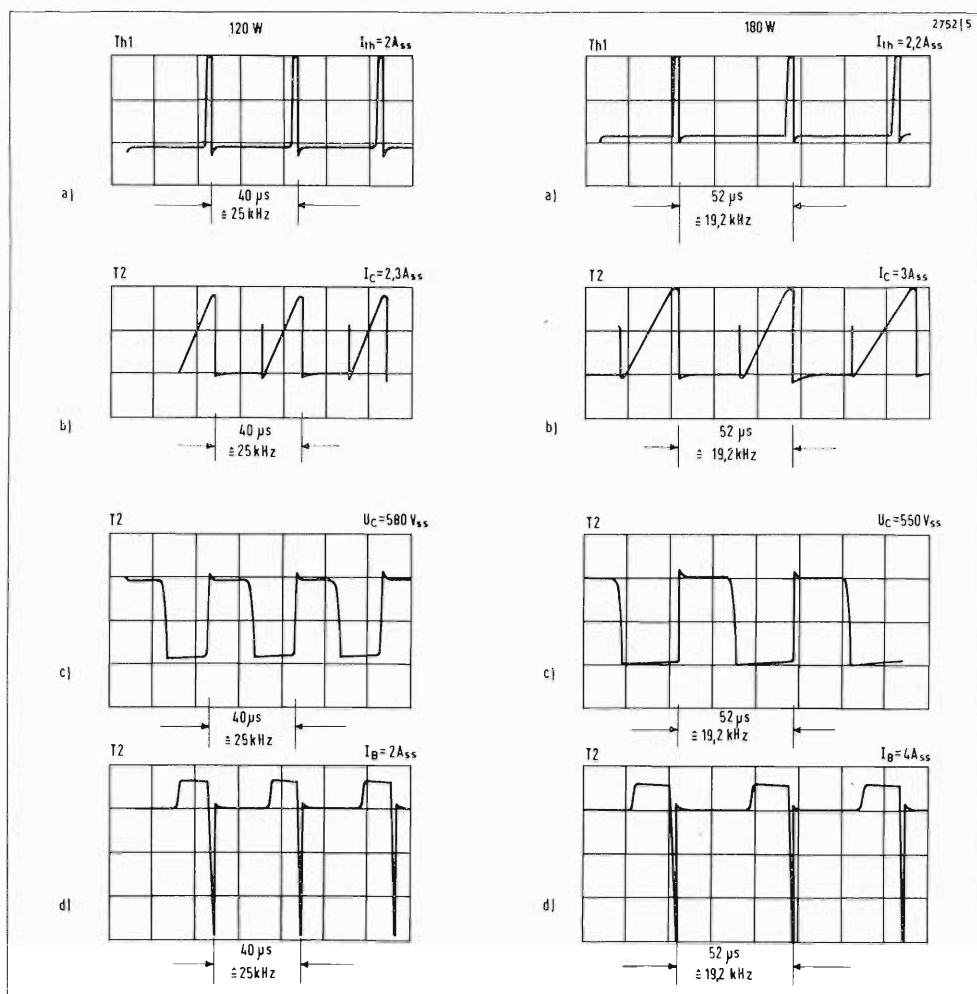



Fig. 6 - Principali correnti e tensioni del tiristore *Th*1 e del transistore *Tr*2 dello schema di fig. 5, con carico di uscita di 120 o di 180 W.

sblocco essendo funzione tanto della tensione regolata da *Tr*2, quanto della caduta di tensione ai capi di R_1 nel circuito di emettitore di *Tr*1, proporzionalmente alla corrente di collettore a denti di sega di questo transistore.

Il tiristore *Th*1 è saturato unicamente durante il tempo di recupero e di interdizione del transistore commutatore *Tr*2, mentre è bloccato quando è bloccato anche *Tr*2, poichè la tensione di reazione alla base di questo transistore, e quindi all'anodo di *Th*1, diviene più negativa della tensione del catodo. Il transistore di commutazione *Tr*2 oscilla, grazie ad una tensione di reazione prelevata alle prese 9 e 10 del trasformatore. Quando il tiristore *Th*1 è saturato, la base di *Tr*2 è messa a massa e la tensione di reazione è cortocircuitata. Contemporaneamente, la tensione continua di 4 V, che si trova ai terminali di C_1, blocca il transistore *Tr*2, che si commuta con un tempo di recupero di circa 2 μs e un tempo d'interruzione di 0,6 μs (fig. 6).

Il principio di regolazione consiste così nello spostare il punto d'interdizione del transistore *Tr*2. La resistenza R_2 svolge la funzione di resistenza di sbloccaggio, durante il quale l'assieme entra in oscillazione, mercè la sua reazione propria; il processo continua fino a che la tensione di riferimento + 24 V viene raggiunta; dopo di ciò, la regolazione entra in gioco e mantiene costante questa tensione.

Si può dunque dire che l'assieme rappresenta un « convertitore-autooscillante ad interruzione comandata ». Questo tipo di processo ha un regime di commutazione interessantissimo, come dimostrano le curve di fig. 7. La variazione della tensione di uscita in funzione del carico, con la tensione di rete come parametro, è indicata dalle curve di fig. 8, rilevate all'uscita + 150 V, quando all'uscita + 250 V è applicato il carico di 20 W.

Il circuito descritto può essere adattato ad una rete di 110 V, con o senza commutazione 110/220 V; nulla impedisce di usarlo in un televisore a colori equipaggiato con tubi negli stadi di potenza.

Fig. 7 - Comportamento in commutazione del transistore BU126 nelle condizioni di funzionamento della fig. 5.

Fig. 8 - Caratteristiche di carico dell'alimentatore a convertitore rilevate all'uscita 150 V, con un carico di 20 W applicato all'uscita 250 V.

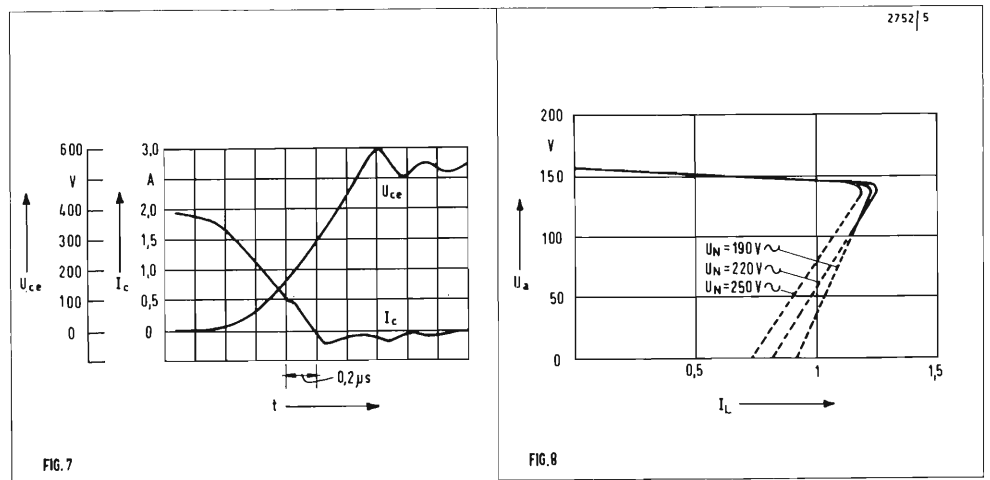
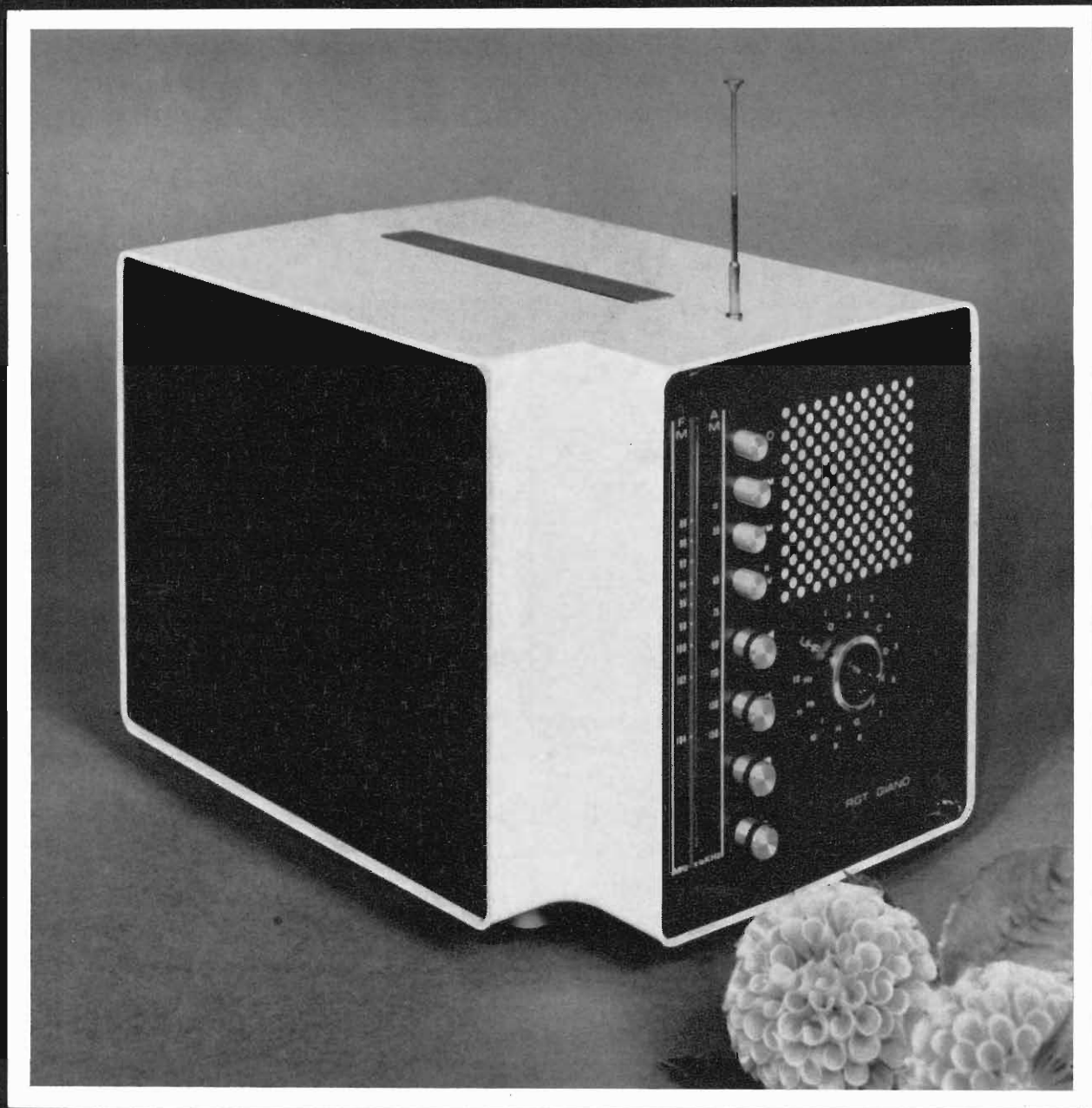



Tabella 1

Parametri	Tubo a collo normale giogo deviatore a forma di sella		Tubo a collo sottile giogo deviatore toroidale	
Corrente del fascio (mA)	0	1,5	0	1,5
Tensione di alimentazione (V)	140	132	145	138
Consumo totale (mA)	350	585	430	675
E.A.T. (kV)	25	21,9	25	21,9
Larghezza dell'immagine (%)	100	101,5	100	102
Induttanza del giogo orizzontale (mH)	1,1	1,1	1,25	1,25
Tensione inversa sul giogo (V)	± 1350	± 1300	± 620	± 600
Tempo di ritorno (μs)	11,6	11,6	12	12
Corrente di deviazione (A)	6,6	6,2	6	5,9
BU108				
Corrente di cresta di collettore (A)	4,1	4,3	4,6	4,6
Corrente inversa di cresta di collettore (A)	3,6	3,2	4	3
Tensione di cresta di collettore (kV)	1,25	1,2	1,2	1,15
Dissipazione di collettore (W)	6	6	8	8
Tempo di ricombinazione (μs)	1,7	1,5	1,7	1,5
Tempo di interruzione (μs)	0,7	0,6	0,8	0,6

da Funk Technik - n. 20 - 1971

a braccetto radio e televisione

'GIANO' EUROPHON

due funzioni in un solo apparecchio

Un eccezionale "portatile" per un Video perfetto e un Ricevitore di prestigio. Nelle contenute misure di un funzionale "design" (cm. 35 x 29 x 27), abbiamo uno schermo televisivo a 12 pollici ed un sintonizzatore-radio ad onde medie e a modulazione di frequenza. Una unica antenna orientabile per la ricezione TV in VHF e UHF; e per la Radio in FM. L'alimentazione dell'apparecchio è a rete con 220 Volt o a batteria 12 Volt. Il "GIANO" pesa solo kg. 8,400.

Lenco 950

09002002

Unità di doppia traccia per oscilloscopio (Parte 1°)

W. T. Cocking F.I.E.E. - a cura di G. Frateschi

In questa serie di articoli verranno descritti gli sviluppi di una unità la quale mette in grado di osservare due segnali simultaneamente su quasi tutti gli oscilloscopi a raggi catodici. In ogni progetto di lavoro vi sono dei compromessi ed è necessario ottenere un buon equilibrio fra le opposte esigenze. Talvolta vi sono parecchie vie differenti per ottenere la prestazione richiesta e un progettista naturalmente parte col considerare quella che egli pensa molto probabile essere soddisfacente. Talvolta, la sua prima scelta è quella buona; in altre egli finisce su qualcosa di completamente differente.
Normalmente, egli poco o niente dice riguardo al suo infruttuoso tentativo e solo un suo progetto riuscito è presentato intero in visione. Lo scrivente ritiene che un resoconto dettagliato dello sviluppo, includente l'esperienza infruttuosa, sia di interesse generale e possa essere di qualche valore istruttivo. Potrebbe essere vero che uno possa imparare più dagli errori altrui che dai loro successi, se all'incirca li conosce.

Nel corso dello sviluppo, una gran varietà di problemi fu incontrata, ed alcuni un poco insoliti. Per esempio, un controllo continuo del guadagno fu considerato desiderabile e ritenuto di gran lunga la maggior difficoltà fra tutti i problemi. Infatti, la scelta finale dei circuiti fu fatta quasi interamente seguendo l'esigenza del controllo di guadagno.

Requisiti

Il primo passo nel progetto è sempre quello di formulare chiaramente i requisiti. Il progettista fa questo alla luce delle sue esperienze in quello che sia fattibile. Egli sa, per esempio, che sarà probabilmente difficile ottenere un'amplificazione di tensione di 100 volte con una larghezza di banda di 25 MHz da due transistori. Egli sa anche che sarà probabilmente facile ottenere un guadagno di 4 volte con una larghezza di banda di 10 MHz da un solo transistore e che potrebbe essere non molto difficile ottenere un guadagno di 10 volte. Il progettista dispone di questa sorta di informazione per la sua esperienza passata, ma vi sono sempre delle lacune in queste conoscenze, e quando egli esegue alcuni esperimenti vede ciò che può essere fatto o altrimenti analizza teoricamente. Questo generalmente richiede maggior tempo, ma è generalmente più apprezzabile.
Venendo ora al particolare (cioè all'unità di doppia traccia) la prima cosa è decidere ciò che si deve fare. Il suo scopo è mettere in grado di rappresentare due differenti canali in modo che possano essere visualizzati simultaneamente sullo schermo dell'oscilloscopio a r.c. Essi non possono, naturalmente, essere realmente presenti simultaneamente, perchè il tubo ha solamente un fascio elettronico. Devono esservi due canali separati del segnale ed un commutatore elettronico per commutare l'ingresso dell'osc. a r.c. da uno all'altro e in senso inverso ripetutamente ad un'alta velocità adeguata. La persistenza della visione accoppiata con la persistenza dello schermo del t.r.c. fanno si che le tracce appaiono presenti contemporaneamente. Ambedue le tracce sono, naturalmente, indicate dalla stessa deflessione orizzontale del fascio; inoltre i due segnali devono essere della stessa frequenza o con relazione armonica. Pure, se le due tracce sono separate fino ad apparire l'una sopra l'altra, il massimo ingresso all'oscilloscopio per ogni segnale può unicamente essere una metà del normale. Lo schermo non può essere allargato per alloggiare due dimensioni di traccia normale.

Sperimentazione

Non è necessario per la frequenza della commutazione essere sincronizzati con l'uno o l'altro dei segnali oppure con la base dei tempi dell'oscilloscopio. Qui, veramente, noi stiamo un poco anticipando. In realtà, a questo stadio non conoscevamo ciò che sarebbe avvenuto, così noi equipaggiammo completamente un commutatore elettronico e alimentammo ambedue le entrate con lo stesso segnale sinusoidale per scoprire che cosa sarebbe accaduto. Questo è ciò che noi trovammo. Per segnali da circa 200 Hz a forse 1 MHz si ottengono i migliori risultati e l'operazione risulta più facile quando il commutatore elettronico è sganciato dalla base-tempi dello oscilloscopio. Nessun effetto spurio è allora osservabile, i due segnali vengono indicati alternativamente nelle successive deflessioni e la commutazione avviene durante il ritorno. Fu trovato, tuttavia, che per la rappresentazione delle frequenze più alte, la frequenza della base-tempi diveniva troppo alta per sfruttare in modo adeguato il commutatore elettronico. Fu trovato, anche, che alle più basse frequenze lo sfarfallio diventava presto intollerabile. La cura per ambedue i casi è la stessa, usare un commutatore non sincronizzato. Alle basse frequenze, la frequenza di commutazione viene generata molto più alta della frequenza del segnale. La commutazione avviene 100 volte o più durante ogni ciclo di segnale. Se, per incidente, le frequenze stanno tra loro in rapporti interi o vi sono alcune azioni sincronizzanti non desiderate di accoppiamenti per dispersione, le tracce appaiono punteggiate. Lo sfarfallamento non è ora in alcun modo peggiore che in una normale indicazione dell'oscilloscopio. A frequenze alte, la frequenza di commutazione diventa molto più bassa della frequenza del segnale. Un segnale viene allora rappresentato per dieci o più deflessioni prima che l'altro venga commutato, ma fintanto che la frequenza di commutazione è superiore a qualche centinaio di Hz, ciò non si osserva.

L'operazione con la non-sincronizzazione può essere usata per tutte le frequenze del segnale, ma particolari effetti avvengono fra il segnale e le frequenze di commutazione. Essi sono della natura degli effetti stroboscopici e possono essere molto disturbanti. Per minimizzarli, il rapporto delle frequenze deve essere molto grande o piccolo ed è necessario un accurato controllo della frequenza di commutazione.

Alla luce di questo primo esperimento, fu deciso che l'operazione di sincronizzazione verrebbe usata per molti segnali, ma che si dovrebbe usare un generatore di impulsi alternati per i segnali di alta e bassa frequenza. Si deve notare pure che l'operazione di sincronizzazione richiede che l'oscilloscopio abbia un'uscita a impulsi o denti di sega disponibile dalla sua base-tempi.

Fu notato, pure, negli esperimenti che è impossibile usare la sincronizzazione interna dell'oscilloscopio. Con la non-sincronizzazione del commutatore, la base-tempi si aggancia invariabilmente alla frequenza di commutazione e non al segnale.
Nella sua portata più sensibile, l'oscillo-

scopio medio richiede non più di 1 V p.p. di segnale per la massima deflessione dello schermo. Molti oscilloscopi richiedono di meno. Fu deciso che l'unità di doppia traccia dovesse avere un guadagno totale unitario con una massima uscita di segnale di 1 V. L'oscilloscopio usato in questi sviluppi era uno Strumento Marconi TF1330. Questi è ora un modello vecchio, ma le sue prestazioni sono del tutto adeguate a molti scopi generali. Esso ha una larghezza di banda di 3 dB fino a 15 MHz e un'impedenza di entrata di 1 MΩ shuntata da 30 pF.

Nell'usare l'unità di doppia traccia, l'attenuatore d'ingresso dell'oscilloscopio non può essere impiegato a meno che l'unità sia capace di controllare largamente l'ampiezza dei segnali. In alcuni casi i due segnali da osservare possono avere ampiezze molto differenti. Ne consegue che ogni canale deve avere il proprio attenuatore in ingresso. Se non era per una certa cosa, l'amplificazione dei segnali non sarebbe necessaria. Questa è la capacità del cavo. Occorre infatti per l'ingresso un cavo coassiale di 90 cm al minimo. Se questo è un cavo usuale di 75 Ω, la sua capacità sarà di circa 60 pF. Possono essere usati speciali cavi a bassa capacitanza, ma essi sono meno prontamente reperibili, e anche allora è improbabile che la loro capacità sia sotto i 30 pF. La pratica normale è di usare un « probe » (sonda) passivo, che attenui il segnale a 1/10 di quello entrante e allo stesso tempo riduca la capacità dello stesso ammontare. Ciò è eminentemente pratico, ma richiede un amplificatore con un guadagno di 10 volte per compensare la perdita.

In questo stadio non conoscevamo quale guadagno e larghezza di banda fossero raggiungibili. Presumevamo che il minimo richiesto fosse di 3 dB con una larghezza di banda di 5 MHz e questa sarebbe molto più grande di come si dimostrava ragionevolmente fattibile.

Pensammo che poteva essere difficile procurare un guadagno di 10 volte con una larghezza di banda maggiore di questa e decidemmo che un compromesso fosse desiderabile. Ciò che inizialmente decidemmo fu questo. Vi sarebbe stato un « probe » in entrata con un attenuazione di 1/3,33. Con quella totale del cavo più la capacità d'ingresso dell'unità di 70 pF, si darebbe al « probe » una capacità d'ingresso di 70/3,33 = 21 pF circa. Per la gamma prossima, una resistenza verrebbe commutata in serie per dare un'attenuazione di 1/10, portando la capacità a 7 pF.

La disposizione è rappresentata nella fig. 1 dove R_o e C_o sono la resistenza e la capacità d'ingresso dell'unità di doppia traccia. L'attenuazione è:

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{R_o}{R_o + R_1}$$

quando l'interruttore è chiuso e

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{R_o}{R_o + R_1 + R_2}$$

quando è aperto. Se α = 3,33 e R_o = 100 kΩ, R_1 = 223 kΩ e se α = 10, $R_1 + R_2$ = 900 kΩ, da cui R_2 = 667 kΩ. Questi non sono valori standard, ma possono essere ottenuti dalla combinazione di due o tre valori preferenziali. Con un guadagno di amplificazione di 3,33 volte, 1 V d'ingresso con S chiuso darà 1 V di uscita. A 3 V d'ingresso con l'interruttore aperto si avrà (3/10) x 3,33 = 0,99 V $\simeq$ 1 V di uscita.

La combinazione di ciò con un attenuatore 10 : 1 nell'unità fornirebbe portate di 1 V, 3 V, 10 V, e 30 V, che sarebbero sufficienti per molte, se non la maggior parte delle esigenze. La resistenza di ingresso sarebbe di 333 kΩ sulle portate di 1 V e 10 V ed 1 MΩ sulle portate di 3 V e 30 V.

La compensazione di frequenza del partitore di tensione richiede che tutte le costanti di tempo siano simili. Se la capacità del cavo è C_c, questo significa che

$$(C_o + C_C)R_o = C_1R_1 = C_2R_2$$

e nella sonda devono esserci dei compensatori C_1 e C_2 per mettere in grado queste capacità di regolare con precisione. Regolazione facile richiede un segnale ad onde quadre di adatta frequenza di ripetizione. Regolazioni vengono anche eseguite per squadrare l'angolo al segnale. Se C_1 o C_2 in fig. 1 sono troppo piccole, l'onda quadra ha spigoli arrotondati come mostrato in (*a*) nella fig. 2, invece se una di esse è troppo grande, vi è una « sovraelongazione » come in (*c*). La corretta regolazione dà gli angoli squadrati (*b*). Se il segnale di ingresso è buono la regolazione è notevolmente facile da eseguire.

Un generatore di onde quadre non è

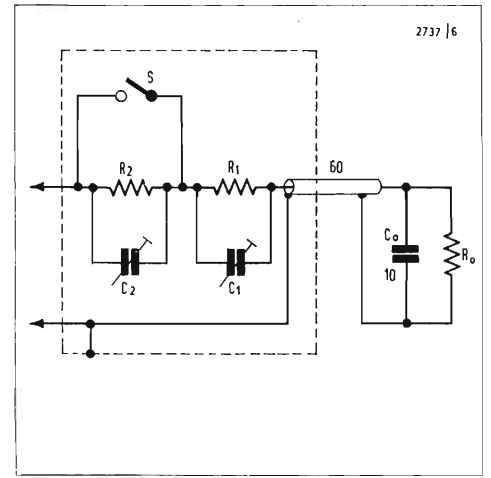
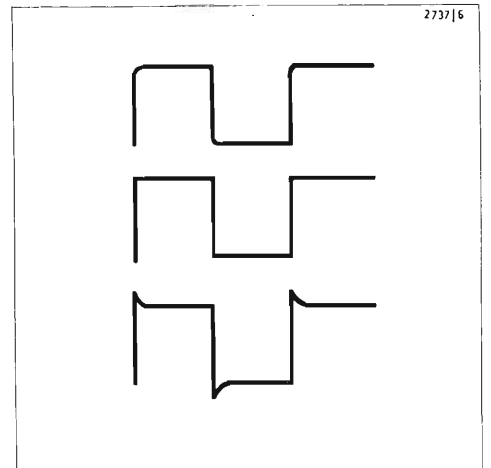
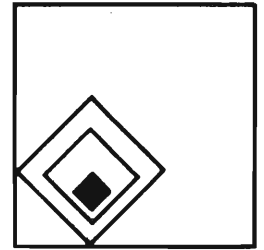



Fig. 1 - Un probe passivo previsto per dare un'attenuazione di 3,33 : 1 e 10 : 1, accordando la posizione del commutatore e riducendo la capacità del cavo dell'oscilloscopio negli stessi rapporti.

Fig. 2 - Con i compensatori C_1 e C_2 opportunamente regolati, un'onda quadra viene riprodotta correttamente (*b*). Una capacità troppo piccola produce l'arrotondamento degli angoli (*a*), mentre, se troppo alta, dà luogo a sovraelongazioni (*c*).

sempre facilmente disponibile, ma i circuiti di commutazione dell'unità di doppia traccia saranno, di fatto, comandati da un generatore di onde quadre, e si trovò che questi potrebbe essere disposto per fornire il segnale per la regolazione dell'attenuatore. A questo stadio ciò fu soltanto notato come una possibilità. A questo punto può essere utile sapere perchè si scelsero 100 kΩ per R_0. È normale per un oscilloscopio avere una resistenza d'ingresso di 1 MΩ. Questa è risultata fin dall'inizio, perchè corrispondeva all'incirca al più alto valore stabile che potesse prontamente essere ottenuto con circuiti a valvola. Attualmente è un valore basso quando l'oscilloscopio r.c. viene usato per controllare circuiti a tubi elettronici, e un probe 10 : 1 viene spesso usato per portare la resistenza fino a 10 MΩ quando il segnale è abbastanza grande.

Molti circuiti a transistori sono di assai più bassa impedenza e 1 MΩ è grande per essi. È più importante ridurre la capacità che aumentare la resistenza. L'uso di resistori di alto valore è evitato fino al possibile, perchè essi hanno più probabilità di essere instabili che non i valori più bassi e sono certamente più influenzati da dispersioni di superficie col tempo umido.

È importante che la resistenza d'ingresso R_0 sia sostanzialmente costituita da un resistore e non da un semiconduttore. Se R_0 è 100 kΩ, questo significa che la resistenza d'ingresso del primo stadio non dev'essere minore di 5 MΩ se il suo effetto deve essere piccolo. Questa resistenza di ingresso normalmente è altamente variabile. Naturalmente se viene usato un transistore ad effetto di campo è ottenibile una resistenza di ingresso molto più alta, ma a questo stadio non avevamo deciso quale si sarebbe usato e noi inizialmente scegliemmo valori quali converrebbero ad un transistore bipolare.

Controllo del segnale

Si noti a questo punto che avevamo deciso per tentativi un guadagno dell'amplificatore di 3,33 volte, perchè pensavamo che ciò sarebbe stato facilmente ottenibile. Notiamo che lo schema elaborato ha due svantaggi. Uno è quello, come già menzionato, che l'impedenza di entrata varia con la banda; l'altro è la difficoltà pratica di includere un commutatore, due resistenze e due compensatori nella testa di un « probe » senza renderla poco maneggevole. Inoltre, con un controllo di banda nel probe e l'altro nello strumento, si deve ricordare di osservare la posizione di ambedue per determinare la gamma effettiva impiegata. Sarebbe chiaramente più conveniente che il probe desse un'attenuazione costante, perchè allora dovrebbe contenere solamente una resistenza ed un condensatore e l'impedenza d'ingresso sarebbe la stessa su tutte le bande e cioè 1 MΩ e 7 pF. Due attenuatori nello strumento, sia singolarmente od in combinazione, forniscono portate di 1,3,10, 30 V avendo gli attenuatori rapporti di 3,33 : 1 e 10 : 1, sotto il controllo di un commutatore di gamma. Le possibilità di questa dipendono dall'essere capace di ottenere un guadagno stabile di 10 volte dall'amplificatore con un adeguata larghezza di banda, e all'inizio non conoscevamo se ciò fosse ragionevolmente fattibile. La gamma del controllo di guadagno richiesto è inalterata e rimane a circa 3,5 : 1, poichè essa ha solo da colmare le lacune negli intervalli dell'attenuatore.

In qualunque stadio d'entrata è necessaria la protezione contro il sovraccarico. Alcuni transistori lavorano con più di 6 V per la polarizzazione inversa della base e vi è sempre la possibilità che il probe venga connesso inavvertitamente ai 240 V della rete di alimentazione il cui valore di picco è di 340 V o 360 V se la sopraelivazione è del 6%. Una protezione si ottiene connettendo due diodi in senso contrario con ritorno attraverso R_0 come rappresenta la fig. 3. Sulla portata più bassa R_1 è sempre in circuito e limita la corrente a 360/233 = 1,54 mA. Questa è la corrente massima del diodo e pochi diodi presentano cadute maggiori di 1 V a questa corrente.

L'ampiezza del segnale è di 0,3 V p.p. e noi speriamo che, sempre senza polarizzazione di base, i diodi al silicio non condurranno su di esso. Il circuito ha preso ora la forma della fig. 3. Un'altra decisione doveva essere presa. Era se provvedere un ingresso di corrente continua. In alcuni casi sarebbe predisposta una capacità in serie per la sola c.a. L'esperienza dello scrittore è che un'entrata di c.c. viene usata solo raramente e che quando essa è voluta spesso non può essere usata, perchè la stessa por-

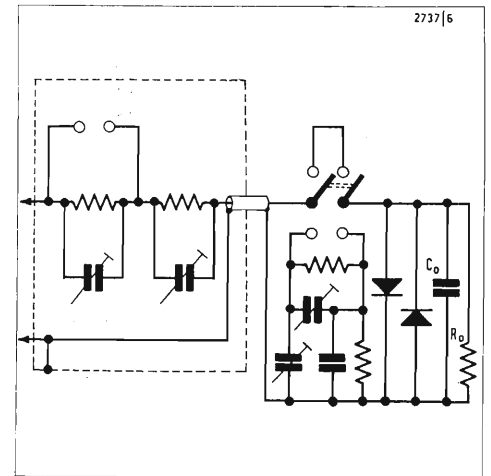
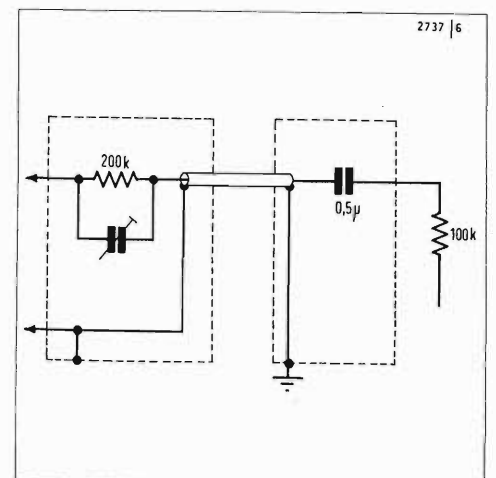



Fig. 3 - Questo diagramma rappresenta il probe della fig. 1 collegato mediante un cavo a un ulteriore attenuatore del rapporto di 10 : 1 e diodi sistemati per proteggere l'amplificatore contro sovraccarichi.

Fig. 4 - Probe semplificato usato nel lavoro sperimentale e condensatore di accoppiamento in ingresso per eliminare la c.c.

tata di entrata non può essere usata per c.c. e c.a. insieme, a meno che le due siano comparabili in grandezza. L'alimentazione dei circuiti diventa complicata se viene usato un transistore bipolare, a motivo della tensione di alimentazione di base. Venne deciso, di conseguenza, di provvedere solamente l'entrata di c.a. Il condensatore può essere inserito in serie con il cavo al terminale di uscita e la resistenza effettiva è di 333 kΩ sulle portate di 1 V e 10 V e 1 MΩ sulle portate di 3 V e 30 V. La caduta in responso (cioè la pendenza della curva) a un tempo « *t* » dopo l'applicazione di un'unità a gradino, è semplicemente t/CR. Per un'onda quadra di 50 Hz « *t* » = 10 msec. Se C = 0,5 μF e R = 333 kΩ, la diminuzione è di $10^{-2}/(5 \times 10^{-7} \times 3{,}33 \times 10^{5}) = 1/16{,}65 = 0{,}06$ = 6%. Questo è più di quanto può essere tollerato e 0,5 μF è la minima capacità da usare. Per 1 MΩ di resistenza d'ingresso, può essere usata una capacità di 0,22 μF per dare una caduta del 4,5%. Per gli esperimenti iniziali, non dovemmo costruire l'intero dispositivo della fig. 3, ma usammo solamente il sistema semplificato della fig. 4. Il probe deve essere sempre schermato, naturalmente, e per il lavoro di banco si deve provvedere essenzialmente a schermare il condensatore per prevenire captazione di ronzio.

A questo stadio del procedimento, avevamo risolto in linea di principio i problemi dell'alimentazione dei circuiti e potemmo definire più compiutamente le caratteristiche d'amplificazione, le quali erano:

1) operare entro un carico d'uscita di 1 MΩ shuntato da 55 pF (30 pF capacità d'entrata dell'oscill. più 20 pF per 30 cm di cavo più 5 pF parassiti);
2) fornire un'uscita di almeno 1 V p.p.;
3) dare un'amplificazione di tensione di 3,33 volte (N.B. Fu notato che se si dimostrasse possibile ottenere un'amplificazione di 10 volte, questa potrebbe essere adottata ed il sistema dell'attenuatore verrebbe modificato);
4) avere un controllo continuo del guadagno di almeno 3,33 : 1;
5) essere capace di controllare un ingresso che superi 1 V p.p. (così che l'intera uscita può essere ottenuta col controllo di guadagno al minimo);
6) inclusione di un controllo di spostamento, così che le tracce potessero essere mosse verticalmente e indipendentemente sullo schermo. Una gamma di ± 0,5 V all'uscita sarebbe sufficiente;
7) nessuna influenza reciproca fra i controlli di guadagno e di spostamento;
8) l'intero amplificatore deve essere stabile e approntabile facilmente.

Con riguardo all'ultimo paragrafo, fu considerato che siccome questa è una parte dell'apparecchiatura di prova, che sarà normalmente usata nelle condizioni di temperatura del laboratorio, sarebbe sufficiente rilevare una scala di temperature come ± 12,5 °C = ± 22,5 °F intorno a una media di 65 °F. Ciò comprende le temperature ambiente da 42,5 a 87,5 °F.

La temperatura ambiente media risulta così 18,3 °C. La temperatura interna di una custodia, che è l'ambiente dei transistori, è più alta di questa di una quantità che è al presente completamente sconosciuta, ma essa varierà con la temperatura del locale e dello stesso ammontare. Alla giunzione del transistore sarà più alta di quella dell'ambiente di un ammontare dipendente dalla sua dissipazione. Moltissimi transistori hanno una resistenza termica fra giunzione e custodia di circa 0,5 °C/mW.

Anticipando un poco, pochi, se non tutti i transistori dissiperanno più di 20 mW e così le loro giunzioni non saranno più di 10 °C al disopra dell'ambiente. Non occorre pertanto fare molta attenzione alla temperatura.

In ciò che segue, assumeremo per primo che tutte le giunzioni siano a 25 °C, perchè questa è la cifra per cui le caratteristiche dei transistori sono normalmente fissate. Correzioni possono essere apportate più tardi. Data la bassa potenza richiesta in questo caso, non si avrà una dissipazione molto pericolosa, e la sola cosa importante è sorvegliare che la custodia sia adeguatamente ventilata. A parte questo il solo effetto di scegliere la temperatura erroneamente è di cambiare leggermente la tensione di base richiesta, e poichè essa in alcuni casi deve poter essere regolabile per permettere altre variazioni, il risultato è probabilmente insignificante.

Prima di concludere questa parte, sarà bene sapere qualcosa circa lo stadio di uscita che è controllato dal commutatore elettronico. Le disposizioni riferite in precedenza, che furono usate per alcune prove sperimentali, sono rappresentate nella fig. 5. I transistori *Tr*1 sono i transistori d'uscita dei canali dei due segnali e questi sono commutati dai *Tr*2 che hanno onde quadre applicate in opposizione di fase alle loro basi; quando *Tr*2a conduce, *Tr*2b è all'interdizione e viceversa.

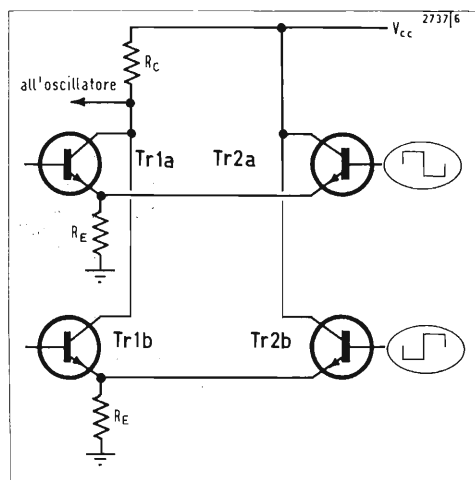
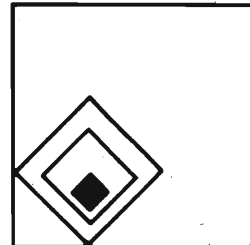
Quando un *Tr*2 è interdetto, il *Tr*1, al quale è collegato, funziona come un normale amplificatore col carico di collettore R_c e il resistore di emettitore R_E. Quando *Tr*2 è in conduzione, scarica corrente sufficiente attraverso R_E per interdire *Tr*1 al quale è connesso. *Tr*1a e *Tr*1b hanno un resistore di carico comune R_c e per questa via il segnale dai due canali viene alternativamente inviato all'oscilloscopio.

La capacità d'ingresso dell'oscilloscopio è di circa 30 pF e 30 cm di cavo coassiale aggiungono 20 pF. Con 5 pF di capacità parassita, la capacità totale è di 55 pF. Se R_c è di 330 Ω, a 5 MHz il responso è

$$- 20 \log (1 + \omega^2 C^2 R^2) =$$
$$= - 10 \log (1 + 0{,}57^2) = - 1{,}22 \text{ dB}.$$

A 10 MHz, esso è − 3,61 dB. Questo è molto ragionevole come punto di partenza Se $R_E = R_C$ il guadagno sarà unitario, o quasi.

Con un'alimentazione minima di 10,5 V,

Fig. 5 - Questo diagramma mostra i due stadi di uscita dei *Tr*1 dei due canali dei segnali. Questi sono commutati dall'uno all'altro alternativamente dai transistori *Tr*2, che conducono a turno pilotati da onde quadre inviate in controfase sulle loro basi.

l'uscita massima esige che V_{CE} sia la metà della tensione fornita e così I_C = 5,25/0,66 = 7,95 mA. L'emettitore è allora 2,625 V rispetto a massa e la base intorno ai 0,65 V più alta, o circa 3,3 V. Il massimo segnale uscente sarà allora approssimativamente ai 5,2 V p.p. La dissipazione del collettore sarà 5,25 x 7,95 = 41,8 mW. Ciascun transistore *Tr*1 opera solo per il 50% del tempo, come sempre, così ognuno ha una corrente media di 4 mA ed una dissipazione media di 21 mW in cifre tonde.

Sperimentalmente, si trovò non necessario operare completamente con tali correnti elevate e fu presa la decisione di fissare la V_B a 2,7 V, facendo V_E = 2,05 V, e I_C = 6,21 mA. Conseguentemente, V_{CE} = 10,5 − 4,1 = 6,4 V e la dissipazione è 39,9 mW. Con V_{cc} = 13,5 V, se V_B rimane inalterato, la corrente è invariata e così V_{CE} aumenta da 3 V a 9,4 V e la dissipazione a 58,4 mW. La massima dissipazione media è così 29,2 mW. Tipicamente, la resistenza termica è di 0,5 °C/mW, e V_{BE} varia di 2 mV/°C. Così V_{BE} cade di 1 mV/mW per una temperatura ambiente costante. La variazione della dissipazione media con V_{cc} è di 29,2 − 21 = 8,2 mW e così V_{BE} decresce di 8,2 mV quando V_{cc} è al suo massimo, e V_E aumenta dello stesso importo e V_{CE} cade del doppio di questa, ossia 16,4 mV. L'aumento di corrente è 0,0082/0,33 = 0,0249 mA. Con V_{cc} = 13,5 V, perciò, I_C = 6,235 mA e V_{CE} = 9,4 − 0,0164 = 9,384 V, facendo P_c = 58,5 mW. Lo scarto è del tutto trascurabile.

L'uscita normale è 1 V p.p. al massimo. È consigliabile raddoppiare questo valore per garantire un coefficiente di sicurezza; questo è di 1 V_p. La base del *Tr*1 oscilla da 1,7 V a 3,7 V rispetto alla massa poichè la polarizzazione è fissata a 2,7 V. All'interdizione di *Tr*1, perciò, *Tr*2 deve prelevare corrente sufficiente attraverso R_E per portare l'emettitore del *Tr*1 al minimo di 3,7 V verso massa. La corrente deve essere così al minimo 3,7/0,33 = 11,2 mA. Il transistore BC107 ha una V_{EB} di 6 V nominali al massimo. Così, V_E non deve superare 6 + 1,7 = 7,7 V e I_{c2} deve essere meno di 7,7/0,33 = 23,3 mA.

Se *Tr*2 viene saturato dall'alta tensione fornita (13,5 V), $V_{CE2} \approx 0,2$ V, e la resistenza totale dev'essere più grande di 13,3/23,3 = 0,57 kΩ.

Una resistenza maggiore di 570-330 = 240 Ω deve essere inclusa nel circuito del collettore per limitare la corrente. Se la corrente supera 11,2 mA sulla bassa tensione fornita (10,5 V), la resistenza non deve essere più grande di 10,3/11,2 = 916 Ω, così che la resistenza di collettore deve scendere sotto 916-330 = 586 Ω. Ciò fa ritenere che la corrente di base sia trascurabile, il che non può essere vero in condizioni di saturazione. Così noi vediamo che la resistenza di collettore del *Tr*2 deve trovarsi fra 240 Ω e 586 Ω, e 470 Ω sembrerebbe una scelta conveniente.

Con un convenzionale bistabile pilotante *Tr*2 alla sua base, l'uscita del bistabile varierà da circa 0,2 V a forse 2 V sotto la V_{cc}. Potrebbe essere minore di questa, ma prevedendo questa cifra, il massimo sarà di 11,5 V. La tensione di emettitore del *Tr*2 sarà al minimo di 3,7 V, così l'effettivo accoppiamento base-emettitore sarà di 11,5 − 3,7 = 4,8 V. Se arbitrariamente noi limitiamo la corrente di base a 0,5 mA, un resistore in serie di 9,6 kΩ ≈ 10 kΩ deve essere posto in serie con la base del *Tr*2. Il resistore può, in effetti, essere un poco minore di questo, perchè il numero sopra include la resistenza di uscita del bistabile che è probabilmente di 1,5 − 2,5 kΩ.

Lo stadio di uscita ed i suoi transistori di commutazione sono visibili nella fig. 6 con i valori del circuito sopra calcolati. Una decisione finale, naturalmente dipende da una prova. Noi potremmo trovare, per esempio, che un resistore di base di 10 kΩ dà luogo ad una velocità di commutazione troppo bassa e noi potremmo doverlo stimare di nuovo.

Così molto è stato considerato, eccetto la piccola tensione di alimentazione. È come sempre, ovvio che con una bassa tensione di segnale non occorre fornire una tensione elevata. Lo stadio di uscita può infatti essere progettato per fornire 6 V. Come apparirà più avanti, l'amplificatore realmente domanda di più e fu presa subito la decisione di adottare un'alimentazione di 12 V nominali. Si desiderò evitare un'alimentazione stabilizzata e così fu consentita una tolleranza di ± 1,5 V sul potenziale richiesto. Si pensò che ciò sarebbe sufficiente a coprire di un ± 6% la tensione di rete e la tolleranza dei componenti.

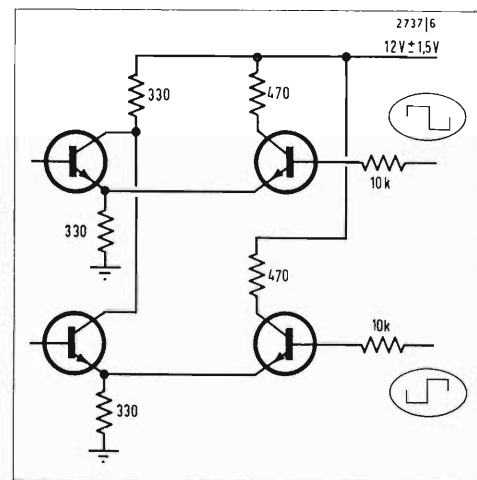



Fig. 6 - Il circuito della fig. 5 ridisegnato con i valori delle componenti ed i resistori di protezione nei circuiti di base e collettore dei transistori di commutazione.

da Wireless World - agosto '71

Il fulmine globulare

(Ipotesi recente e come è stato visto da una testimone oculare)

O. Czeczott

Sul fascicolo di settembre 1971 (p. 124) della rivista sovietica La Scienza e La Vita (Nauka i Zhiznj), una certa M. Kissieliova riferisce press'a poco quanto segue.

« Ho visto il fulmine globulare. È successo mentre stavo in villeggiatura nella Selva d'Argento (Sierièbrianyj Bor) nei pressi di Mosca, in una giornata di luglio, alle ore due di pomeriggio circa.

Dalla mattina pioveva. Poi apparve il Sole, ma per poco, nascondendosi di nuovo dietro le nuvole. Ricominciò a piovere, ma era una pioggia leggera, chiara, che a volte sgocciolava pigramente, a volte si rovesciava rumorosamente, a volte smetteva.

M'infastidiva già il continuo aprire e chiudere le finestre, tanto più che un temporale vero e proprio non vi era.

Stavo davanti alla porta largamente aperta che dava sulla tettoietta d'ingresso quando d'un tratto vidi, sopra il pratino e sullo sfondo degli alberi, una palla di fuoco. Essa roteava velocemente nell'aria, somigliando ad un piccolo sole al tramonto, che appariva fantasticamente sullo sfondo del fogliame verde brillante, come verniciato.

Questa sfera non era di forma regolare. Non aveva una superficie liscia. Sembrava un'enorme matassa di lana di fuoco che, volando nell'aria e girando velocemente, prese la forma rotonda.

La rassomiglianza ad una matassa di lana si accentuava dal fatto che il color rosso del gomitolo volante non era tutto dello stesso tono: vi erano fili finissimi color fiamma, gialli, rossi, arancioni, rosastri.

Girando – così mi sembrava – la palla di fuoco si spostava nell'aria. Mi precipitai fuori per inseguirla, quando d'un tratto una potente esplosione scosse la nostra villa di legno.

La palla di fuoco entrò da una finestra semiaperta nell'interno della casa, colpì un conduttore della luce, strappò un isolatore in porcellana, fondendone ed abbrunendo lo smalto, strappò un pezzo di muro, incendiò un tappeto fissato allo stesso. La luce in casa se ne andò; saltarono alcune valvole; un conduttore fumava; la lampadina elettrica scoppiò.

Nella camera dove era entrato il fulmine globulare, a mezzo metro sia dalla finestra, sia dal luogo dell'esplosione, stava seduta una piccola e fragile vecchietta. Essa non ha capito nulla di quanto era successo e soltanto si arrabbiava quando si sottoponeva i suoi bianchi e piumosi capelli ad una lunga pulitura dai frammenti di vetro e di calce, di cui è stata abbondantemente cosparsa per l'effetto della esplosione.

È così che mi toccò di vedere il fulmine globulare. Adesso mi sarebbe particolarmente interessante apprendere, perchè e come si formano questi globi distruttori, che cosa dirige i loro movimenti nell'aria. Conoscono gli scienziati la risposta a questo quesito? » F-to: M. Kissieliova

Alla domanda segue la seguente risposta, a firma del professore V. Arabagi dalla città di Gorkij, intitolata:

Fenomeno misterioso

Il fulmine globulare è un raro e misterioso fenomeno, che rimane per gli scienziati sempre ancora un problema insoluto.

I teoretici non sono finora attivati ad un parere unico sulla sua natura; gli sperimentatori non riescono a riprodurlo nei loro laboratori.

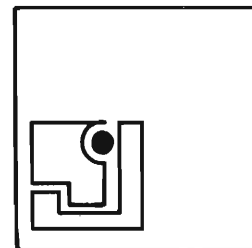
Però in base ad osservazioni raccolte si può affermare quanto segue.

Nella maggioranza dei casi il fulmine globulare si è presentato come una struttura sferica, più rado a forma di pera o perfino di forma irregolare, di diametro di 10 a 20 cm; all'altezza delle nubi sono stati osservati globi anche maggiori, fino ad alcuni metri di diametro.

La superficie sferica, com'è noto, è la minima tra quelle che possono delimitare un determinato volume. Un fulmine globulare di questa forma cederà allo spazio circostante, come perdita, il minimo di energia, sia per irradiazione, sia per conduzione termica.

La comparsa di un fulmine globulare è sempre legata ad un temporale, ma non necessariamente alla vicinanza del canale di qualche comune fulmine lineare. Nell'Europa centrale il fulmine globulare si osserva prevalentemente alla fine dei temporali invernali, verso la fine della giornata o verso l'alba.

Esistono due varietà di fulmini globulari: mobili ed immobili. I primi planano o nuotano liberamente nell'aria a volte anche controvento, con velocità di circa 2 m/sec. I secondi si fissano sulle punte dei parafulmini, su bordi appuntati dei tetti metallici, nella parte superiore delle ciminiere industriali. I fulmini mobili emettono una luce rossastra, quel-

li immobili invece – uno splendore bianco accecante. I fulmini mobili possono fissarsi su oggetti metallici e diventare immobili e viceversa, quelli immobili possono staccarsi dalla loro sede diventando dei fulmini mobili. Un fulmine globulare grande può scindersi in alcune sfere minori.

Entrando a contatto con piccoli oggetti metallici, il fulmine globulare è capace di portarli alla fusione o perfino all'evaporazione. Cadendo invece nei bacini naturali, scalda fortemente le loro acque. Ciò permette valutare la temperatura di un fulmine globulare a 2500 fino 5000° C. La vita di un fulmine globulare non è lunga – da frazioni di secondo fino alcuni minuti – ma molto irrequieta: egli fischia, anche se piano, ulula, ronza, sibila e scoppietta. La sua scomparsa, di regola è accompagnata da una esplosione di cui la potenza equivale a quella che potrebbe sviluppare una notevole massa di tritolo: da decime parti ad alcuni kg. Il fulmine globulare è in grado di distruggere un camino da fumo e fare a pezzetti un mattone. Qualche volta il fulmine globulare sparisce silenziosamente, lasciando per un certo tempo dopo di se un fumino dall'odore acuto e di colore azzurro in luce riflessa, bruno in trasparenza.

Sulla natura del fulmine globulare sono state mosse varie ipotesi. J. I. Frenkel lo considera un ammasso di molecole di gas e di particelle di fumo o di polvere in forte turbolenza; le molecole irradiano nello spazio l'energia eccedente, la quale si manifesta come il caratteristico bagliore del fulmine globulare. Secondo il parere di P. L. Kapiza il fulmine globulare sorge, per effetto delle onde elettromagnetiche generate dalle scariche temporalesche, in quei luoghi dello spazio ove l'energia delle onde stesse subisce una concentrazione dovuta alla superposizione con onde riflesse dalla superficie della terra (ventri di onde stazionarie). Ultimamente P.L. Kapiza è giunto alla conclusione che: « il fulmine globulare costituisce una scarica, che si crea dalla radiazione ad alta frequenza generata nelle nuvole temporalesche dopo un fulmine ». Nel quadro di questo modello, le porte, le finestre, le ciminiere attraverso le quali il f.g. penetra nell'interno dei vani, sarebbe comodo trattarle come particolari forme di guide d'onda. Può darsi che nella situazione descritta dalla M. Kissieliova, la finestra si presentasse come una guida d'onda più « conveniente » della porta.

Purtroppo le ipotesi finora proposte sull'origine del fulmine globulare, non spiegano molte particolarità dello stesso. Intanto però, recenti osservazioni meteorologiche hanno fornito materiale, che permette di varare nuove supposizioni sull'argomento. Schöhnland in Sud Africa ha scoperto che, sotto una nuvola temporalesca, l'intensità della componente elettricamente carica della radiazione cosmica è in certi posti inferiore, in certi altri superiore alla norma relativa al ciel sereno, e spiega il fenomeno con l'effetto deviatorio del campo della nuvola temporalesca sulle traiettorie delle particelle cosmiche. Conviene osservare che il campo elettrico di una singola nuvola non è in grado di fuocalizzare il flusso di particelle cosmiche, però nell'ammasso di una successione di nuvole temporalesche le condizioni per la concentrazione del flusso stesso possono essere abbastanza favorevoli. E allora viene spontanea la supposizione che se, in qualche caso raro, lungo l'asse del fascio convergente passasse una particella cosmica di molto alta energia, sarebbe possibile la moltiplicazione di particelle nuove, dando un apporto al processo di formazione di un fulmine globulare. Qualora il flusso convergente di particelle cosmiche agisse su nuclei di Xenon – l'unico gas scissibile dell'atmosfera – l'energia liberata sarebbe sufficiente per mantenere in vita un fulmine globulare.

È ammissibile che il fulmine globulare esista non soltanto per conto dei neutroni di scissione momentanea, ma anche per conto di quelli tardivi, emessi dai nuclei in scissione, con intensità progressivamente decrescente, in un intervallo di tempo, che va da alcuni secondi ad alcuni minuti: il tempo di esistenza di un fulmine globulare coincide, per ordine di grandezza, col tempo di emissione dei neutroni tardivi e tale fatto può essere considerato come uno degli argomenti a favore dell'ipotesi proposta. Se fosse giusta allora la probabilità della formazione dei fulmini globulari, dovrebbe rimanere in correlazione con le potenti esplosioni sul Sole, quando l'intensità della radiazione corpuscolare cosmica alla superficie della Terra aumenta fortemente.

Dalla scoperta delle leggi dell'armonia alla teorizzazione della formula di composizione musicale

(6ª parte)

di **I. Graziotin**

8. Il disserramento isocrono, extracrono monofonico ed extracrono polifonico - La variazione dell'altezza assoluta

Disponendosi le note nel tempo e lungo la scala delle frequenze, cioè sul fondo del diagramma di figura 4, si possono fare le seguenti considerazioni.
Le note possono essere disposte distanziate da larghi intervalli di frequenza sulla stessa verticale, oppure possono essere vicine verticalmente le une alle altre. Si ha cioè un maggiore o minore disserramento isocrono, o di stessa verticale o istante. Le note possono essere disposte con larghi o con piccoli intervalli di frequenza e essere distribuite nel tempo, con intervalli di silenzio o meno, in modo che in ciascun istante sia registrata, cioè risonante, una o, eccezionalmente nessuna nota. Si ha così una maggiore o minore disserramento extracrono monofonico.
Le note possono essere disposte come sopra solo che invece di aversi in ciascun istante una o nessuna nota se ne hanno più di una, anche moltissime, e solo in certi casi una o nessuna.
Si ha così un maggiore o minore disserramento extracrono polifonico.
Per determinare l'andamento globale di un pezzo di musica come altezza assoluta si usano anche alcune particolari misurazioni che hanno un certo riferimento con la misurazione del disserramento.
Lo studio applicativo dei mezzi posizionali, ovvero di altezza assoluta, è importante quasi come quello dei mezzi dipendenti dalla dissonanza di relazione e dalla natura delle note e nello stesso tempo è di facile sviluppo.
È importante anche per i parallelismi di posizione, che sono pressappoco apportatori di sviluppi quanto quelli di natura prima.
Il prossimo articolo avrà come oggetto i parallelismi sia di posizione che di natura.

9. La velocità - La variazione della velocità

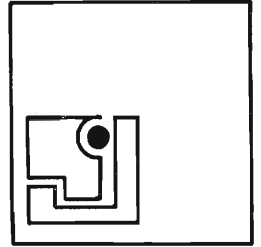
Disponendosi le note nel tempo sul fondo del diagramma di figura 4 o di qualche altro analogo, si possono fare le seguenti altre considerazioni.
Si possono avere note di breve durata e note di lunga durata. E così molte note in un tratto di durata unitario, oppure poche. E anche si può avere un certo numero di note brevi distanziate da silenzi, oppure un uguale numero di note lunghe in continuità o quasi.
Come unità di riferimento conviene usare la battuta e il minuto secondo, battuta è l'unità di durata musicale e il minuto secondo è l'unità di durata fisica nella quale l'unità di misura musicale, in ultima analisi, si riduce.
Si possono così distinguere, nell'applicazione, due velocità che si integrano: la *velocità musica* che si riferisce alla battuta: una musica è tanto più veloce quanto più note risuonano o sono indicate nella battuta; e la *velocità tempo* che si riferisce al minuto secondo: una musica è tanto più veloce quanto meno dura in secondi la battuta.
Vien qui a proposito osservare che l'incremento intensivo sufficientemente sviluppato di una nota che sta affievolendosi, si deve considerare, in riferimento alla velocità, come una nota a sè.
Lo studio applicativo della velocità, naturalmente combinato cogli altri mezzi musicali: dissonanza, posizione, ecc..., è di rilevante importanza ed è di assai facile sviluppo. Difatti è, ad esempio, assai facile ottenere tutta la gamma delle varietà di disposizioni nel tempo e di velocità delle note, considerate solo come intensità per durata dei suoni, ovvero come impulsi.
Lo studio disposizionale delle note rispetto al tempo sfocia nella tecnica di determinazione delle unità organizzative musicali.
Non è luogo qui considerare questo essenziale argomento in quanto in questo articolo si tratta della sola impostazione, cioè del breve tratto che apre il brano musicale, per il che tale problema è secondario. Sarà luogo nel prossimo articolo.

10. La pressione o intensità - La variazione di pressione o di intensità

Esaminati gli aspetti essenziali di altezza relative, di altezza assoluta e di velocità, rimane da sviluppare quanto concerne l'ultimo aspetto essenziale: la pressione dei suoni o forza esercitata dall'onda sonora sulla membrana del timpano e trasmessa ai peduncoli oscillanti dell'organo del Corti, pressione che, esercitandosi nei tempi finiti proprii della musica, dà luogo agli impulsi sonori, i quali sono i valori fondamentali del calcolo eufonotecnico.
Ho già a suo tempo spiegato come e perchè valga il Principio di Leggerezza Maggiore. È in base ad esso che melodicamente si preferisce rimanere nell'ambito di una piuttosto ristretta zona della scala dei valori di altezza assoluta o frequenza, zona quasi centrale nel diagramma dei fon (*).
Per le necessità di varietà, inoltre, si alternano, secondo differenti schemi, le intensità o pressioni maggiori alle intensità o pressioni minori. La necessità di non avere variazioni troppo spiccate, necessità che trova spiegazione nelle quantificazioni delle unità di misura caratteriologiche della musica e dell'individuo rende indispensabile la suddivisione in tempi uguali (misure e battute) e la localizzazione, sempre con lo stesso disegno, dei tempi forti, cioè imposta il problema del ritmo.

11. Il ritmo

Questo non è solo un problema di intensità o pressione dei suoni: è già un problema musicale, cioè comprendente tutti gli aspetti del fenomeno.
In altre parole la soluzione del problema ritmico si trova matematicamente rintracciando, tra tutte le disposizioni possibili, in base alle limitazioni date dall'impostazione del problema nell'istante musicale, la disposizione o le disposizioni di più facile calcolo relativamente alla necessità di varietà impostata.
Cioè non solo di più semplice calcolo di pressione (in questo caso sempre facile sarebbe la soluzione del problema) bensì di più semplice calcolo di velocità, come di più facile calcolo di altezza assoluta e di natura prima e, soprattutto, di dissonanza di relazione.
Ed è appunto perchè vi sia più facilità consonanziale che è necessario che i tempi forti del ritmo nell'impostazione siano consonanti.
L'aspetto dissonanziale è fondamentale nel ritmo e ritmare è già comporre della musica. Pertanto affrontiamo direttamente il problema matematico della creazione o composizione musicale.

(*) Vedi il IV articolo: *La Materia come Origine dei Suoni, ecc.*

12 - Il problema matematico della composizione musicale in generale

Così ora, per la prima volta, ci troviamo di fronte al problema della creazione musicale mediante formule matematiche. Certo che il problema della creazione della musica con formule e tabelle è mportante e rivoluzionario.

E i tempi stanno mutando abbastanza celermente. Ritrovati, scoperte, invenzioni in tutti i campi hanno ormai incominciato a trasformare radicalmente l'ambiente dell'uomo. E l'uomo medio stesso non è più refrattario ed ottuso come è rimasto per lunghi evi.

La bomba atomica ha scosso profondamente non solo la materia del pianeta, ma anche l'animo degli abitanti. Ancora una volta la necessità e la paura hanno sospinto l'uomo sulla via dell'evoluzione. Così già si è avuto notizia che in America uno studioso ha abbordato il grosso problema con un certo successo: J. Schillinger ha scritto più trattati circa l'Arte-Matematica, è stata costituita una Fondazione per il poseguimento e l'applicazione di quelle teorie ed è stato realizzato un apparecchio compositore automatico: il Rhythmicon (*).

E altri studiosi in Europa, e forse altrove, si sa che precorsero questi studi con tentativi che se non si imposero fu certo anche perchè i mezzi tecnici a disposizione e la mentalità dominante non lo avrebbe in nessun caso permesso.

Così ci troviamo di fronte ora a questo strano, allettante ed ardito problema.

Abbiamo esaminato finora in questo e nei precedenti articoli gli elementi teorici utili per arrivare a questo punto, cioè ad utilizzare la formula di composizione dell'impostazione musicale.

Tale formula discende concettualmente da una più ampia: la formula generale di composizione musicale, mentre sale, cioè prende consistenza, dagli elementi teorici suesposti: il materiale sonoro di cui si è trattato.

Così, come finora abbiamo preparato le basi, ora prepariamo il cielo sotto cui si deve plasmare matematicamente la formula di composizione dell'impostazione musicale; prepariamo cioè l'idea da cui tale plasmazione discende.

13. La formula generale di composizione

Realizzare un'opera d'arte musicale significa realizzare un fenomeno le cui unità di misura siano quelle stesse del fenomeno individuo.

Per capire bene questo linguaggio tecnico occorre che il lettore abbia cerebralmente assimilato il terzo articolo, ove si tratta delle unità di misura eufonotecniche. Comunque, esprimendomi con parole comuni, ma assai meno esatte, dirò che realizzare un'opera d'arte musicale significa realizzare un complesso di suoni nel tempo e nello spazio le cui caratteristiche determinanti siano quelle stesse caratteristiche che si realizzano nell'individuo, ne sono la vita, le modalità, la formula, anche se i mezzi concretativi: materiale, masse, escursioni delle cinematiche, velocità, disposizioni, ecc..., sono fenomenicamente assai diversi.

Ancora scendendo di linguaggio, e così di purezza concettuale, dirò che come l'individuo-uomo (esiste anche l'individuo-non uomo) è, ad esempio, caratterizzato da una bruschezza di impulsi reattivi e, nello stesso tempo, da una irrazionalità di essi, così la musica di uguale formula (poichè i fenomeni sono paralleli) è una musica dotata di una disorganizzata o irrazionale bruschezza di impulsi sonori. Dirò che ogni altra caratteristica peculiare dell'individuo trova luogo realizzativo nella corrispondente musica. Dirò che si può esprimere mediante la musica ogni stato di animo, ogni emozione, ogni larghezza o grettezza d'orizzonte intellettivo. E aggiungerò che quindi la perfezione artistica consiste nella perfezione della concretazione di quelle stesse caratteristiche che trovano luogo effettuativo nell'individuo-uomo. Qui ora non mi posso dilungare. Tratterò in un articolo futuro abbastanza esaurientemente di ciò. Ho comunque reso l'idea che provvisoriamente penso possa essere accettata. È così possibile osservare che, discendenti dai calcoli relativi a tali caratteristiche-unità di misura, vi sono alcune condizioni processuali (cioè riferentisi ai processi cerebrali di calcolo e valutazione) ed organizzative (cioè riferentisi alla messa assieme degli elementi sonori) che qui ora interessano particolarmente.

E cioè che le caratteristiche particolari devono trovare il più semplice, il più piano concretamento perchè l'orecchio-cervello umano ha la consapevolezza della complessità dei calcoli (dei quali abbiamo trattato in tutti gli articoli) necessari cerebralmente per afferrare tali caratteristiche e rifugge dal considerare il troppo complicato, il troppo laborioso. Naturalmente questo selezionare il semplice dal difficile, questo scegliere la via di più facile processo è, anche, in generale, in ogni altro fatto di natura. Nell'uomo che scrive secondo una convenzionalità grafica o linguaggio scritto, che ha un certo grado di perfezione di rendimento funzionale. Nella struttura del corpo umano: il cuore al baricentro dell'organismo, gli organi attivi rispetto all'ambiente tutti rivolti da una stessa parte, rivolti in avanti, ecc...

Anche questo aspetto del problema e tutti i suoi allacciamenti innumeri non può essere esaminato meglio qui ora.

Proseguendo, quindi, osservo che, così si afferma il Principio di Semplicità o Facilità Maggiore, del quale specifico in Appendice, come ho fatto per gli altri analoghi.

Dal Principio di Facilità Maggiore si discende ai Principi di Consonanza Maggiore, di Omogeneità, di Leggerezza, di Asserramento Maggiori ed ai Principi di Parallelismo Maggiore che considereremo nel prossimo articolo.

Tali Princìpi vengono contrastati solo dalla necessità di Varietà, richiesta da alcune specifiche modalità fondamentali unità di misura della formula dell'individuo e parallelamente della formula della musica.

Si ha così, da un lato, l'esigenza della facilità, della semplicità, dall'altro l'esigenza della varietà e, questo concetto è fondamentale, *si deve tendere a realizzare,* come si realizza nell'individuo e in natura, *il richiesto valore di varietà mediante la massima facilità* concettualmente matematicamente e fisicamente *possibile.*

Ecco quindi l'importante formula cercata: *lavoro di calcolo determinativo delle caratteristiche dell'individuo-musica/valore quantitativo delle variazioni delle caratteristiche dell'individuo-musica = minimo*

La quale esprime che la Difficoltà Unitaria

(*) Vedi i Cenni storici.

permutazioni del polifono 1578					primo esame: disserramento	primo esame: bruschezza passag. natura	correzz.: disserramento	correzz.: bruschezza passag. natura
1	5	7		8	7	(10)		
		8		7	8	6		
	7	5		8	11)	6		
	8			7	10)	6		
	7	8		5	10)	7)		
	8	7			8	(11)		
5	1			8	11)	8)		
		8		7	10)	8)		
7		5	1	8	(13)	3	(19)	6
8				7	11)	7)		
7		8	1	5	(14)	4	(20)	7
8		7	1		(13)	8)	(21)	7
5	7	1	5	8	(13)	8)	(15)	7
	8		5	7	(14)	4	14)	7
7	5		5	8	11)	7)		5
8				7	(13)	3	15)	
7	8			5	10)	8)		
8	7				11)	8)		
5		8		1	8	(11)		
	8	7			10)	7)		
7	5	8			10)	6		
8		7			11)	6		
7	8	5			8	6		
8	7				7	(10)		

Fig. 6 - Permutazioni del polifono 1578 (di poli-intervallo 4421). A sinistra sono incolonnate le 24 permutazioni omettendo le cifre uguali alle proprie sovrastanti. Le cifre piccole intercalate tra quelle delle permutazioni sono di correzione in base ai valori non idonei risultanti. A destra sono state riportate le note di calcolo.

---

della quale si grava l'individuo ascoltatore di una musica deve essere la minima possibile perchè l'ascolto sia piacevole, sia apprezzato, cioè perchè quei suoni siano considerati « musica ».
Il fatto dell'essere un'opera d'arte musicale dipende dall'essere determinata o meno tutta la formula espressiva dell'individuo-musica, di cui la suesposta non è che una relazione fondamentale e generale.
Così l'uomo, come avviene di questi tempi, ha esigenza di un maggior grado di varietà? La imposta nella musica: l'ottiene. Però la formula suesposta deve sempre valere perchè l'uomo apprezzi come musica quel complesso di suoni.
Così l'uomo nei secoli passati si accontentava di un minor grado di varietà. E difatti i componenti sono più facili, più ortodossi. Però la formula suesposta doveva sempre valere nel gioco cerebrale dei calcoli dell'artista o dell'ascoltatore-amatore.
Così l'uomo vuol esprimere l'uno o l'altro sentimento, l'una o l'altra idea? Egli fa più o meno inconsciamente intervenire più queste o più quelle modalità fondamentali-unità di misura a tale scopo. Però la formula suesposta vale sempre quali che siano gli sviluppi quantitativi delle modalità.
Tale relazione matematica sta quindi quale fondamento generale. E non solo nel campo dell'Arte musicale: vale per ogni Arte.
Da tale formula discendono più formule specifiche. Tra queste, appunto, è la formula specifica della composizione dell'impostazione musicale.
Quest'ultima si ottiene dalla suesposta sostituendo ai termini generali quelli specifici proprii dell'impostazione.

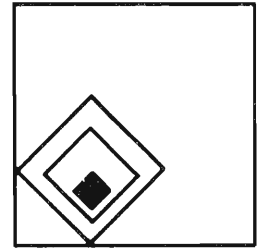
14. Le formule della composizione dell'impostazione musicale

Il materiale sonoro è dato dai polifoni isocroni ed extracroni situabili in poche battute.
I calcoli che si possono realizzare allo scopo suddetto e in relazione, naturalmente, anche se qui non se ne può dire nulla, con le unità di misura eufonometriche, sono, stando sulle generali:
1° calcoli dei valori di dissonanza di relazione;
2° calcoli delle percentuali di natura prima;
3° calcoli delle variazioni di basale;
4° calcoli della bruschezza di passaggio di dissonanza di relazione;
5° calcoli della bruschezza di passaggio di natura prima;
6° calcoli dell'altezza assoluta;
7° calcoli del disserramento;
8° calcoli della velocità;
9° calcoli della pressione;
10° calcoli della omogeneità;
11° calcoli circa gli schemi temporali ed impulsivi;
12° calcoli circa la formazione delle unità discorsive.
Di fronte a tutti questi ordini di calcoli necessari o utili per affrontare, con completa nozione di causa il problema della composizione dell'impostazione, e considerata la sede ospitante questi articoli, non posso che limitarmi a dare un'idea generale del come si scenda dalla formula (1) alle formule pratiche.
Ad ogni modo anche con le sole formule che ora plasmerò è possibile creare innumerevoli impostazioni melodiche originali, gradevoli e di facile ricordo.
Ecco, sostituendo, come ho detto, ai termini generali quelli specifici proprii dell'impostazione musicale, la formula particolare:

$$\frac{K_d\,L_d/V_d + K_n\,L_n/V_n + K_a\,L_a/V_a +}{K_d + K_n + K_a + K_v + K_p} + \frac{K_v\,L_v/V_v + K_p\,L_p/V_p}{K_d + K_n + K_a + K_v + K_p} = minimo \quad (2)$$

che esprime una media ponderata e ove i simboli k sono i pondi o coefficienti d'intervento relativi all'importanza degli addendi; pondi che, per semplicità, si possono anche considerare = 1, cioè si possono anche eliminare;
ove i simboli L sono i valori del lavoro cerebrale necessario per effettuare i calcoli;
ove le V sono i valori medi delle variazioni istantanee (bruschezze di passaggio, disserramenti tra note successive, ecc...) e i valori delle variazioni globali di brano musicale: i due aspetti della varietà che sono in certe relazioni tra loro;
ove le d sono relative alla dissonanza di relazione;

le n sono relative alla natura prima;
le a sono relative all'altezza assoluta;
le v alla velocità;
le p alla pressione.

Dalla suddetta formula restano esclusi gli addendi relativi alla omegeneità di oscillogramma dei suoni, che si suppone buona o comunque non distrubante apprezzabilmente, alla variazione di basale, che nell'impostazione per semplicità si suppone non intervenga, agli schemi temporali impulsivi e alla razionalità organizzativa delle unità discorsive, problemi per l'impostazione non essenziali.

La suesposta formula, considerando tutti i coefficienti $k = 1$, si riduce alla seguente che esprime una media aritmetica:

$$\frac{1}{5}\left(\frac{L_d}{V_d}+\frac{L_n}{V_n}+\frac{L_a}{V_a}+\frac{L_v}{V_v}+\frac{L_p}{V_p}\right)=\textit{minimo} \qquad (3)$$

Pure qui per semplicità si può considerare, senza entrare in dettagli, che l'intervento della varietà per bruschezza media sia uguale all'intervento per valore diagrammatico di variazione.
Volendo però distinguere tra gli apporti o ponti suddetti, si può usare invece della (3) la sottostante:

$$\frac{1}{10}\left(\frac{L_{db}}{V_{db}}+\frac{L_{dz}}{V_{dz}}+\frac{L_{nb}}{V_{nb}}+\frac{L_{nz}}{V_{nz}}+\frac{L_{ab}}{V_{ab}}+\frac{L_{az}}{V_{az}}+\frac{L_{vb}}{V_{vb}}+\frac{L_{vz}}{V_{vz}}+\frac{L_{pb}}{V_{pb}}+\frac{L_{pz}}{V_{pz}}\right)=\textit{minimo} \qquad (4)$$

in cui le b sono relative alle bruschezze medie e le z sono relative alle variazioni.
Si fa presente che il disserramento è la bruschezza inerente all'altezza assoluta, e che la bruschezza può essere determinata anche per la velocità e la pressione.
Oppure, ma non c'è la necessità pratica in genere, si può analogamente complicare la formula (2).
Altre osservazioni e altri particolari in questa sede non è possibile aggiungere.

15. Il materiale di sviluppo applicativo utile alla creazione tecnica di una impostazione melodica

Prima di affrontare la descrizione dell'operazione tecnica, applicativa delle leggi e dei procedimenti eufonotecnici illustrati brevemente in questi articoli, di creazione o composizione musicale, esamino molto rapidamente il materiale più importante che porta alla realizzazione di tale composizione quasi in modo automatico, così che moltissimo sarà alleggerito il compito dell'esame della creazione o composizione vera e propria.

Partiamo dallo studio dei polifoni, così come è stato sviluppato a suo luogo (1).
Dati i monofoni si ha la composizione di essi in polifoni: polifoni isocroni e polifoni extracroni.
Da me e collaboratori sono stati studiati i polifoni fino ai pentafoni, o polifoni di cinque monofoni. Tanto può ben bastare per le più importanti applicazioni pratiche.
Cioè, per ciascun polifono sono state sviluppate tutte le permutazioni possibili.
Con la figura 6, è dato di tale sviluppo permutatorio un esempio.
Le polifono-permutazioni sono state anzitutto organizzate a seconda del valore di dissonanza di relazione media in vari quaderni, a partire dei valori dissonanziali più bassi. Sono stati considerati in questo primo studio i polifoni fino a 13 diseufonie di dissonanza di relazione media.
Ciascuna polifono-permutazione è stata determinata, con mezzi di calcolo semplici e rapidi, come andamento e valori di bruschezza di passaggio di natura prima e come disserramento, controllata e, nel caso di troppo insoddisfacenti valori, corretta introducendo nature e posizioni sussidiarie.
In ciascuna polifono-permutazione sono stati, con procedimenti facili, determinati gli impulsi forti, in obbedienza alle leggi e alle formule di composizione, cioè sempre per ottenere la maggior facilità unitaria.
È stato delineato, così, lo schema temporale-impulsivo o ritmico che più propiamente può contenere il polifono.
A chiarimento vedi la fig. 7.
E anche questo è stato considerato un importante criterio di selezione e organizzazione del materiale.
Così i più soddisfacenti polifoni, come calcoli di bruschezza di passaggio di natura prima e come calcoli di disserramento, dei quaderni, sono stati estratti e schedati in un raccoglitore, suddividendo e raggruppando secondo i valori di dissonanza di relazione media, secondo la natura prima delle note del polifono, secondo lo schema temporale-impulsivo o ritmico, e pure secondo la velocità ovvero il numero delle note del polifono e la posizione.
Si è ottenuto, così, uno schedario di qualche migliaio di impostazioni musicali pronte per l'uso.
Certo che i più significativi, i più facili, tanti celebri motivi-inizi fanno capo, più o meno direttamente, a questo schedario impostativo, o ai quaderni suddetti come si constata talora anche senza aver l'intenzione di indagare. Nello stesso modo che altri, molti altri pur facili, gradevoli, degni di successo come i primi, sono là in attesa di un'applicazione, di uno sviluppo.
Predisposto così tutto, la creazione tecnica dell'impostazione melodica si riduce a ben semplice atto, e, quindi, il titolo predisposto a questa breve trattazione risulta quasi privo di materiale. Non però

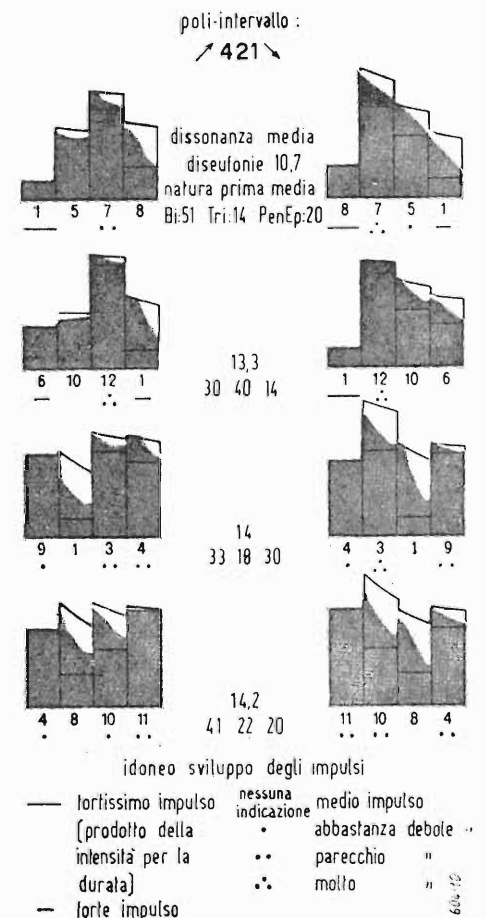



Fig. 7 - Determinazioni dei gradi di sviluppo più idonei degli impulsi sonori per la localizzazione dei polifoni nella misura e quindi per la formazione del ritmo.

privo di significato e di consistenza.
Ecco che, così posso affermare che creare o comporre l'impostazione melodica di un motivo facile e gradevole, d'un motivo che entri e martelli facilmente in testa, non passando rapidamente nell'oblio, significa semplicemente consultare lo schedario, a cui si è accennato, e impiegare il materiale, ivi catalogato secondo la sua consistenza, in modo da soddisfare la richiesta specifica del caso in elaborazione, il più perfettamente possibile.
Cioè in modo da soddisfare secondo il vero minimo la formula di composizione musicale generale. In modo che i dati dell'impostazione collimino ottimamente coi dati di collegamento colle altre parti dell'opera musicale.
E in modo che sia il più perfettamente possibile rispettata la tecnica espressiva.
La figura 8 rappresenta alcune schede del suddetto raccoglitore.
Dal problema monofonico o melodico, poi, si passa al problema polifonico o relativo al timbro, all'accompagnamento, all'orchestrazione, sempre riferendosi all'impostazione musicale, solo coll'uso appropriato, cioè razionale, tecnico, delle leggi, delle tabelle, dei calcoli, del materiale monofonico.
Non è possibile addentrarsi in tali studi applicativi in questa sede. Nulla di teorico, di nuovo, di fondamentale, però, dovrebbe essere detto.

APPENDICE PRIMA
17. Determinazione del grado di varietà di una caratteristica qualsiasi

Data una scala di valori, le ordinate della fig. 9, determinanti lo sviluppo quantitativo di una caratteristica qualsiasi, si deve, nel modo più razionale ed opportuno, formare un certo numero di zone di uguale estensione dei valori delle ordinate, e si deve denominare ciascuna zona col valore medio corrispondente. In genere dieci zone sono sufficienti.
Le ascisse dello stesso diagramma della fig. 9 esprimono la quantità o numero dei casi esperimentati. L'ascisse massima o totale deve essere estesa tanto che, se i valori delle ordinate fossero tutti uguali, l'ascisse totale corrispondente sarebbe uguale alla totale del diagramma.
Le quantità delle ascisse, occorre tener presente, non vanno registrate ai corrispondenti valori sperimentali di ordinata, bensì ai relativi valori medi di gruppo di ordinate.

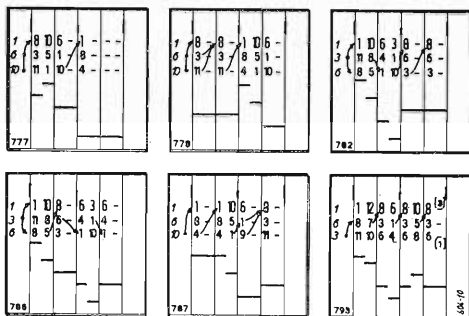



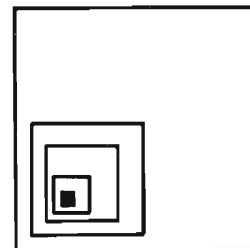
Fig. 8 - Alcune schedine del raccoglitore di impostazioni melodiche precalcolate. I trattini in alto verticali indicano le divisioni di tempo: una misura di quattro battute. I numeri grandi indicano le note in altezza relativa, espresse in funzione della basale 1, mentre i numeri più piccoli sottostanti indicano le stesse note espresse in funzione della basale indicata sulla stessa orizzontale e a sinistra con numero piccolo e a carattere diverso. Le frecce indicano le mutazioni di basale più convenienti. Le orizzontali sottostanti indicano le posizioni delle note. A sinistra in basso vi è il numero progressivo del raccoglitore.

Fig. 9 - Costruzione del diagramma determinante il grado di varietà di una caratteristica qualsiasi. Massimo possibile $y_d = 9$; minimo $y_d = 0$; caso indicato $y_d = 3{,}25$.

Si arriva così a formare un diagramma, del quale la fig. 9 è un esempio, che può essere basso ed esteso o alto e ristretto, rispetto alla base delle ordinate. Per determinare il valore di variazione occorre ancora effettuare le seguenti operazioni.
Occorre isolare, con due parallele alle ascisse, le due zone estreme, la superiore e l'inferiore, di superficie $1/n$, in genere $1/10$, ciascuna, della superficie totale del diagramma.
Occorre determinare i due centri di figura delle suddette zone estreme.
E occorre tracciare o calcolare l'ordinata di differenza fra i due centri di figura. Nel diagramma è indicata con y_d.
Tale ordinata-differenza è proporzionale al grado di varietà della caratteristica di cui le ordinate sono la quantificazione dei casi singoli.
Osservate, pertanto, la fig. 9.

APPENDICE SECONDA
18 Il principio di asserramento maggiore

18.1. *Premessa*
L'uomo percepisce i suoni, cioè ne distingue le frequenze assolute e le intensità mediante l'organo del Corti dell'orecchio interno.
L'uomo sviluppa i semplici calcoli che lo mettono in grado di valutare l'organizzazione dei suoni nella musica, in termini di altezze assolute, mediante gli appositamente deputati organi cerebrali calcolatori, sviluppanti semplici cicli, impostati nell'infanzia, poi fissi, automatici.
A valori forti di asserramento corrisponde una sensazione di fusione, di unità (*), a valori forti di disserramento corrisponde la sensazione opposta di composto, di eterogeneo, di aggregazione di parti.
L'uomo obbedisce al Principio di Asserramento Maggiore perchè obbedisce alla Legge dell'Egoismo, ovvero vuol avere percezione della gamma delle altezze assolute estrinsecando il minimo lavoro possibile di calcolo delle differenze delle altezze assolute tra le note sia isocrone che extracrone.

(*) Da non confondersi con la sensazione della consonanza.

18.3 *Definizione*
L'uomo preferisce ascoltare i polifoni, sia isocroni che extracroni, i cui monofoni siano il più possibile ravvicinati tra loro sulla scala delle altezze assolute.

APPENDICE TERZA
19. Il principio di semplicità o facilità maggiore

19.1. *Premessa*
Il Principio di Semplicità o Facilità Maggiore riassume tutti i Princìpi specifici derivati: Principio di Omogeneità Maggiore, Principio di Consonanza Maggiore, Principio di Asserramento Maggiore, Principio di Parallelismo Maggiore di Pressione, Principio di Parallelismo Maggiore di Natura, Principio di Parallelismo Maggiore di Posizione.
Pertanto valgono tutte le Premesse ai suddetti singoli Princìpi.
Inoltre valgono tutte le Formule generali di composizione, le quali esprimono il lavoro unitario di calcolo che si deve estrinsecare per comprendere la musica, cioè la difficoltà unitaria che si deve superare, lavoro e difficoltà che devono essere le minime possibili, appunto in conformità a questo Principio Generale.

19.2. *Cause*
L'uomo obbedisce al Principio di Semplicità o Facilità Maggiore perchè ogni atto cosciente, sia suo che dei suoi cicli automatici, è determinato secondo la Comportamentotecnica cioè secondo la scelta, fra tutte le vie possibili, della via più generatrice di euforie.

19.3. *Definizione*
L'uomo, per effetto della coscienza e per mezzo dei proprii cicli cerebrali automatici, raggiunge lo scopo musicale quando le modalità proprie e le disposizioni dei suoni usati o uditi sono le più facili, le più semplici realizzanti il voluto scopo espressivo, ovvero il necessario grado di varietà delle caratteristiche espressive interessate.

APPENDICE QUARTA
20. Necessità di una nuova notazione musicale

Le nuove basi su cui viene ad essere costruito il fenomeno artistico-tecnico musicale, il tecnicismo dominante, l'uso di tutte le 12 note della tredicesima nel sistema dodecatemperato, senza differenziazione formale tra esse e, invece, colla precisazione scientifica delle caratteristiche peculiari di ciascuna, e l'antichità del sistema di rappresentazione grafica della musica del pur geniale Guido d'Arezzo, fanno nascere, in chi si appresta ad applicare le teorie eufonotecniche, la necessità, la convenienza di usare un sistema di rappresentazione grafico musicale diverso da quello usuale. Di usare un sistema più preciso, più scientifico, più tecnico, più pratico e rispondente alle nuove esigenze.
Questo nuovo sistema, consistente nell'uso dei numeri, di tabelle, di grafici, di parole qualificanti, non è ancora propriamente definito, come tutte le possibilità applicative dell'eufonotecnica sono tutt'altro che state precisate e codificate. Però è abbozzato, come in accenno appare da questi articoli, specialmente dalle figure. Esso si plasmerà, si preciserà cogli sviluppi e colle applicazioni.
È peculiare tuttavia che le note non si denominimo più con monosillabi e, soprattutto, coi diesis e coi bemolle, bensì coi numeri dall'uno al dodici, tenendo presente che i numeri successivi al 9 vanno scritti con le due cifre ravvicinate fino a toccarsi, per evitare confusioni. Vedi alla figura 10.
Non è possibile qui dare sviluppo propriamente all'argomento. Mi fermo, quindi, alla affermazione della necessità di una nuova grafia musicale in base ai nuovi sviluppi, e alle suddette osservazioni generali.

Indicazione normale delle note in ragione dell'altezza relativa cioè della nota base 1/1 di frequenza:
1. 2. 3. 4. 5. 6. 7. 8. 9. 10. 11. 12.
Le cifre componenti i tre numeri superiori al 9 sono sempre indicate fuse tra loro per evitare confusione tra la nota dodicesima e due note prima e seconda susseguenti, tra la undicesima e due note prime e per analogia e uniformità nel caso della decima nota.
In casi speciali, dove cioè sono già presenti tanti numeri, come ad esempio nella compilazione di certe tabelle, conviene indicare le note con i numeri romani:
I. II. III. IV. V. VI. VII. VIII. IX. X. XI. XII.
L'altezza assoluta o posizione è indicata, in genere, colle diverse posizioni del numero o del segno nel diagramma. L'intensità o pressione del suono è indicata, in genere, colla maggior o minor grandezza ed appariscenza, oltre che con mezzi pin proprii, cioè con lunghezze, diagrammi e numeri.

Fig. 10 - La nuova notazione musicale.

(continua)

Le qualità caratteristiche del suono

III - Sviluppo dell'immagine acustica

L. De Luca

1. Introduzione

Accanto alla struttura e alla variazione caratteristica, nel riconoscimento dei suoni musicali intervengono altri elementi, il più importante dei quali è il modo in cui ciascun suono comincia e finisce. Chiameremo *inviluppo* l'insieme costituito dall'*attacco*, dal *decorso* e dalla *coda* di un suono, precisando subito che esso si riferisce più all'immagine acustica che alla forma d'onda del segnale vero e proprio. In molti casi, come nel suono di una campana, può accadere infatti che l'inviluppo dell'onda, osservabile all'oscilloscopio, presenti varie punte di massimo e di minimo, dovute alla relazione non armonica delle componenti del segnale, mentre la percezione da parte dell'ascoltatore si mantiene perfettamente regolare, senza alcuna oscillazione di intensità.

L'immagine acustica di cui parliamo è quella che ha per dimensioni l'altezza tonale, la frequenza equivalente e il tempo. Essa si presenta alquanto diversa rispetto alle immagini già incontrate nel corso del nostro esame sulla percezione uditiva. È facile rendersi conto tuttavia che la differenza non è sostanziale, ma riguarda semplicemente le dimensioni usate. La immagine globale che si forma nel cervello dell'ascolatatore, in altre parole, resta sempre la stessa; poichè le sue dimensioni sono però troppe per essere riportate tutte in un solo disegno (o per essere *immaginate* facilmente), conviene limitarne di volta in volta il numero a due o a tre, scegliendole opportunamente a seconda del fenomeno considerato.

Prima di passare alle singole parti che compongono l'inviluppo caratteristico di un suono, è opportuno qualche cenno sui criteri utilizzabili per dividere chiaramente una parte dall'altra. Tale divisione deve rispettare innanzitutto alcuni criteri pratici. Se negli strumenti a corda libera, ad esempio, la fine dell'attacco venisse fissata al momento in cui è massima l'ampiezza dell'oscillazione, oppure è massima l'energia trasferita dall'esecutore alla corda, il suono dell'arpa (e degli altri strumenti nei quali la corda presenta il massimo spostamento e la massima energia *prima* di iniziare le oscillazioni) risulterebbe completamente privo di attacco. Una divisione basata sull'immagine acustica sarebbe certamente più giusta, ma per il momento non ancora abbastanza pratica. Seguiremo perciò il criterio di considerare ciascun suono come se fosse formato di due parti sovrapposte, una breve e una lunga: in tal modo la fine dell'attacco corrisponde al momento in cui la parte breve diviene trascurabile rispetto alla parte lunga. L'esempio più adatto per chiarire questo tipo di divisione è dato dalla *percussione* negli organi elettronici moderni; in questi strumenti l'effetto della percussione viene ottenuto con circuiti aggiuntivi, che agiscono solo nel tempo immediatamente successivo all'azionamento di un tasto; perciò è chiaro che in tal caso l'attacco dura fin tanto che è riconoscibile l'effetto di questi circuiti (fig. 1).

La divisione tra il decorso e la coda di un suono, analogamente, può essere fissata al momento in cui l'esecutore compie l'azione richiesta per sospendere il suono in corso, ad esempio sollevando il tasto che teneva premuto fino a quel momento. Anche in questo caso conviene riferirci agli organi elettronici e più precisamente ai circuiti addetti a ottenere il cosiddetto *sustain.* Con questi circuiti (basati in pratica sulla carica di un condensatore) si *allunga* il suono generato di volta in volta, per un certo tempo *successivo* al ritorno del tasto alla sua posizione normale. Dato che la parte di suono così ottenuta viene ad aggiungersi a quella che poteva essere considerata la parte principale, essa rappresenta evidentemente una *coda.*

L'interruzione (o *distacco*) di un suono, d'altra parte, non sempre dà luogo ad una vera e propria coda. Molte volte il suono di uno strumento musicale termina più o meno nel momento in cui inizia un altro suono dello stesso strumento. Il modo in cui viene eseguito questo *passaggio* da una nota all'altra è caratteristico di ciascuno strumento musicale.

2. Attacco

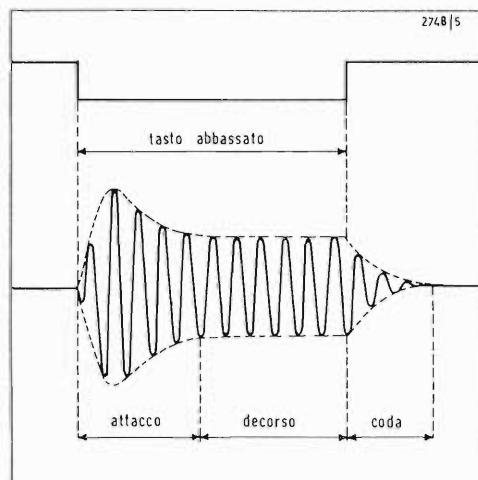
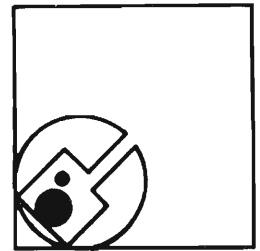
Per farci un'idea chiara dell'importanza dell'attacco nel riconoscimento del tipo della sorgente sonora, è opportuno pensare un momento alla percezione delle consonanti iniziali. Ci rendiamo allora conto che, dopo l'addestramento compiuto nei primi anni di vita, ciascuno di noi è in grado di riconoscere facilmente le consonanti che precedono l'emissione lunga di qualche vocale, benchè tali consonanti non siano altro, in fondo, che un diverso *attacco* della vocale che segue.

Questo particolare è più evidente nelle consonanti sorde esplosive (*t, p, k*), dato che nelle consonanti sorde più lunghe (*h, f, s, sc*) si potrebbe pensare a un riconoscimento separato del solo rumore.

Naturalmente una consonante iniziale è avvantaggiata da varie circostanze, rispetto alle consonanti finali, come ad esempio quella di trovare l'orecchio a riposo. Le stesse circostanze, più o meno, sono presenti nell'attacco di una nota qualsiasi, da parte di uno strumento musicale; la sola cosa che cambia è il fatto che la differenza tra due tipi di attacco non rappresenta un diverso *messaggio,* ma un diverso strumento. I costruttori di strumenti, d'altro canto, si preoccupano di *diminuire* le differenze (anzichè aumentarle), per ridurre il più possibile il rumore durante l'esecuzione musicale.

Se ad esempio un vecchio organo a canne, alquanto sfiatato, tira fuori degli sbuffi d'aria nel momento di iniziare l'emissione di una nota (simili al rumore della *f* ed espressi bene dal termine inglese *chiff*), ciò può aiutarci a riconoscere che si tratta di un organo; ma il suono dell'organo *migliora* se il costruttore riesce a eliminare questi sbuffi.

L'attacco caratteristico nei diversi suoni

Fig. 1 - Relazione tra posizione del tasto e segnale generato in un organo elettronico, nel caso più favorevole a mettere in evidenza le parti che compongono il segnale.

musicali dipende evidentemente dal meccanismo di generazione del suono (o dal sistema di eccitazione usato). Per esaminare più da vicino ciò che accade nei singoli strumenti musicali vi sono vari modi. Il più semplice è quello di vedere come sale il livello sonoro, ovvero come sale la potenza *complessiva* nella fase iniziale del suono considerato. Per il pianoforte tale indagine è stata fatta da H. Fletcher, E. D. Blackham e R. Stratton (1962), per gli strumenti ad arco da H. Fletcher, E. D. Blackham e O. N. Geertsen (1965) e per i principali strumenti a fiato da W. Strong e M. Clark (1967). I risultati di questi studi sono riassunti in fig. 2.

Il secondo modo, più completo, è quello di vedere come si sviluppa l'immagine acustica, sempre nella fase iniziale, rispetto alla dimensione tempo. Se supponiamo di poter disegnare l'immagine acustica di un certo suono in tempi successivi, le figure così ottenute costituiscono le sezioni di una immagine tridimensionale (che potrebbe aiutarci parecchio per identificare i vari suoni, oltre che per riconoscere i vari strumenti musicali). Un'indagine del genere non è stata ancora fatta.

Nel frattempo dobbiamo contentarci di alcune misure indirette, basate per lo più sulla valutazione delle componenti sinusoidali nelle quali è stato scomposto il segnale in esame. I risultati ottenuti da M.D. Freedman (1967), valutando tali componenti mediante un calcolatore, sono riassunti in fig. 3.

Un modo indiretto per farci un'idea dell'attacco di alcuni strumenti musicali, inoltre, consiste nel vedere con quale consonante questi vengono imitati comunemente. La tromba, per cominciare, viene di solito indicata con *taa,* cioè con una consonante esplosiva rapida; il trombone con *paa,* vale a dire con una consonante esplosiva meno rapida. Gli strumenti ad arco con la *z* sonora lunga, seguita da *n* nasale nella fase di coda, il che significa praticamente attribuire all'attacco la medesima struttura del suono a regime. L'attacco dell'intera orchestra, piatti compresi, viene indicato con una *z* più rapida (*za-za*). Le corde dell'arpa sono imitate dal gruppo *bl* (del tipo *blun,* con *n* nasale). Il pianoforte e le campane con la *d* (come in *don,* con *n* lunga e nasale). I timpani con la *b* (del tipo *bum*). Altri suoni, come il gong e il tam-tam, sono rappresentati dal loro stesso nome.

In alcuni casi particolari, come nel pianoforte, nell'arpa, nel clavicembalo, nel carillon, nelle campane e nei timpani, l'attacco del suono si presta allo studio teorico. Nel pianoforte la corda viene *percossa* da un martelletto. Questo dà luogo a un vero e proprio urto (indiretto) sulla tavola armonica, che precede il suono prodotto dalla corda. In altre parole, la corda potrebbe anche non oscillare mai (perchè ad esempio è frenata da un feltrino messo tra le varie corde) e trasmettere ugualmente l'*urto* alla tavola armonica. Per ridurre questo rumore, specialmente alle note più alte, è evidente che occorre colpire la corda dalla parte oppo-

Fig. 2 - Andamento della potenza sonora con il tempo, in alcuni strumenti musicali. Tutti i diagrammi sono riportati nella medesima scala, con una divisione verticale pari al 25% della potenza massima e una divisione orizzontale pari a 100 ms. Per ciascuno strumento è indicato il valore medio (in Hz) della frequenza fondamentale usata nell'esperimento. Nel flauto e nel violino è presente il vibrato.

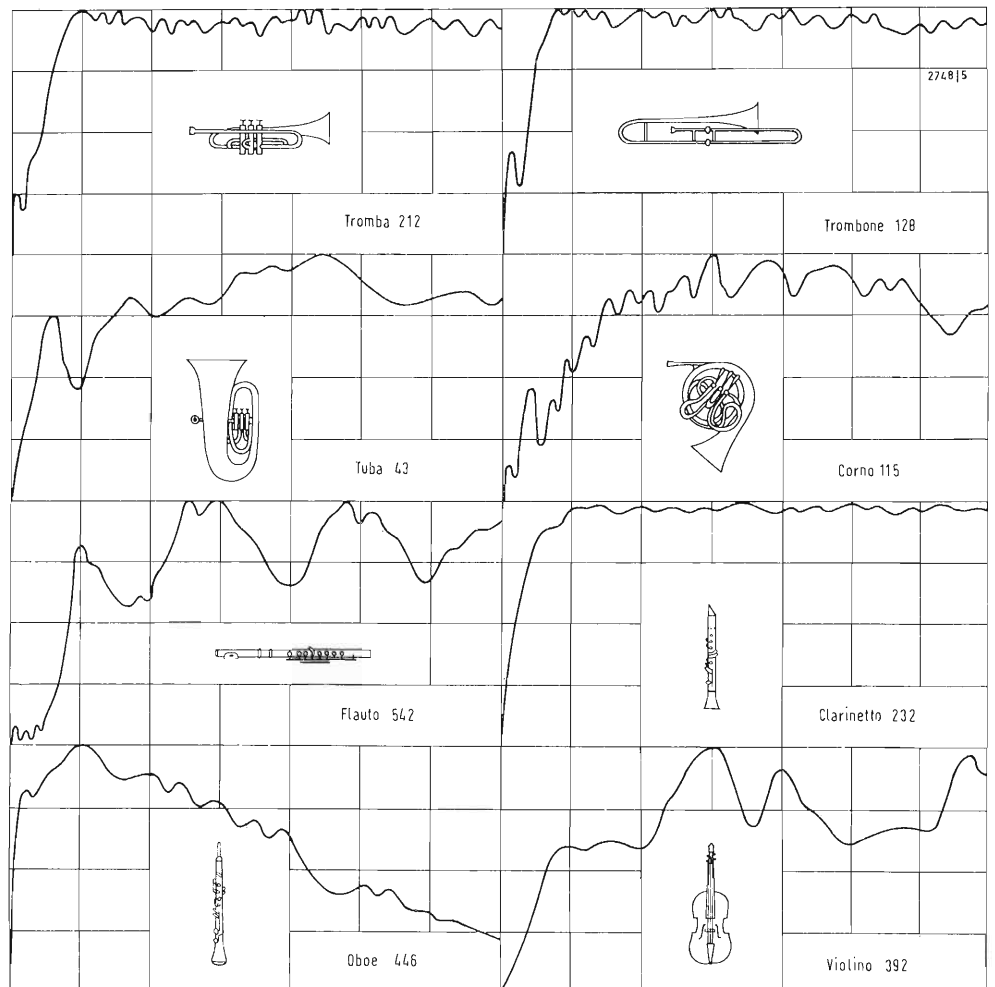
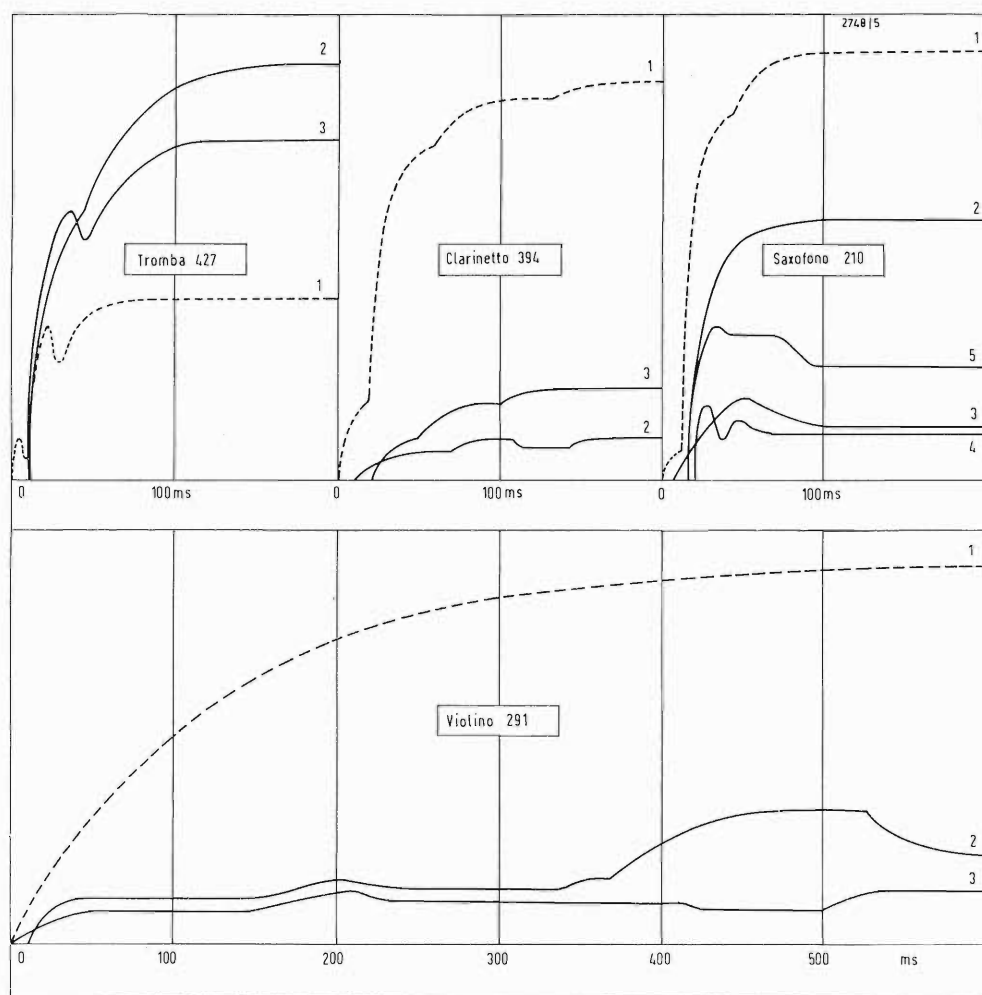



Fig. 3. Andamento dell'ampiezza delle prime armoniche, approssimato con tratti esponenziali mediante un calcolatore, durante l'attacco di alcuni strumenti musicali.

sta a quella che preme sulla tavola armonica e foderare di feltro il martelletto. La posizione del punto colpito sulla corda deve essere scelta invece in modo da ottenere il massimo trasferimento di energia dal martelletto alla corda. Il sistema vibrante del pianoforte consiste di una corda relativamente pesante, accoppiata ad una tavola piuttosto estesa. L'energia cinetica accumulata dal martelletto nella sua veloce corsa prima di colpire la corda, viene trasferita al sistema vibrante in un tempo brevissimo: una volta rimbalzato dalla corda, il martelletto perde infatti ogni possibilità di fornire altra energia alla corda stessa. L'attacco vero e proprio, tuttavia, dura più a lungo, cioè fino a quando nella corda non si è stabilito un regime di oscillazione abbastanza regolare. La conseguenza di tutto ciò è che l'attacco del pianoforte risulta relativamente *morbido.*

Negli altri strumenti a percussione (campane e timpani) i problemi legati all'attacco restano simili al caso del pianoforte; il trasferimento di energia avviene durante l'urto iniziale e l'attacco consiste nella *successiva* distribuzione di tale energia dal punto colpito a tutto il resto del corpo vibrante.

Nell'arpa le condizioni iniziali sono diverse. La mancanza della percussione, peraltro, non esclude del tutto il rumore impulsivo tra le parti componenti dell'attacco. La natura di questo rumore, analogamente al caso del pianoforte, può risultare più chiara supponendo di frenare la corda nella parte libera, in modo da non farla oscillare; eccitando la corda nel modo normale (tirandola cioè trasversalmente e lasciandola poi andare), si udrà allora *soltanto* il rumore impulsivo.

Per studiare, sempre teoricamente, la differenza tra l'attacco dell'arpa e quello del clavicembalo (nel quale la corda viene eccitata con una linguetta simile a un plettro), oppure, più in generale, tra i suoni ottenuti eccitando le corde di un generico strumento con le dita e quelli ottenuti eccitando le medesime corde con un plettro, occorre tener presente la diversa forma assunta dalla corda immediatamente prima di essere lasciata libera, la differente velocità iniziale della corda (parzialmente frenata nel caso della mano) e il rumore impulsivo irradiato direttamente dal plettro.

Lo studio teorico può essere utilizzato, infine, per analizzare quella specie particolare di attacco che si ottiene chiudendo direttamente il circuito elettrico tra un oscillatore e un sistema di amplificazione. In tal caso si ha un rumore di tipo *transitorio,* non sempre uguale (perchè dipende dalla fase del segnale elettrico), ma in genere ben riconoscibile come rumore artificiale, vale a dire diverso da tutti quelli prodotti dalle sorgenti sonore naturali. Questo rumore transitorio è dovuto sostanzialmente alla maggiore pendenza del tratto iniziale del segnale, rispetto alla pendenza degli impulsi successivi. Mentre la forma d'onda passa subito a rigime, nell'immagine acustica appare così un addensamento (del tutto estraneo rispetto al resto dell'immagine) alla frequenza equivalente del transitorio.

Quest'ultimo particolare ci consente di mettere in evidenza un aspetto dell'immagine acustica, che è comune a quasi tutti i suoni naturali. La parte di tale immagine relativa all'attacco, cioè, acquista un significato che dipende soprattutto dalla sua posizione (e struttura) rispetto alla posizione (e struttura) della parte successiva. In altre parole, la parte iniziale dell'immagine non deve rimanere necessariamente sempre la stessa, per

qualunque suono di un dato strumento, ma deve piuttosto trovarsi in un certo rapporto con il resto dell'immagine. Il carattere *differenziale* della variazione di struttura che si ha in corrispondenza dell'attacco, del resto, risulta confermato dai gruppi vocalici *uà* e *ià*, nei quali le vocali iniziali *u* e *i* assumono la funzione di dare un certo tipo di variazione (rapida) alla struttura della successiva vocale *a*, indipendentemente dalla vera e propria generazione delle vocali *u* e *i*.

3. Decorso

La parte di un suono compresa tra l'attacco e il momento in cui l'esecutore ne decide l'interruzione, non si svolge sempre nel medesimo modo. Esistono fondamentalmente tre tipi di decorso. Il primo è quello più regolare, che si trova negli strumenti musicali nei quali la generazione del suono è continua e costante. A questo gruppo appartengono gli organi in generale (elettronici, elettromagnetici, elettrostatici e a canne), l'armonium e la cornamusa. Nello stesso gruppo potrebbero essere incluse anche le versioni moderne della medievale *ghironda*, basate sulla frizione continua tra più corde vibranti e un nastro senza fine, come quella brevettata in America da R. Thibodeaux nel 1964.

Il secondo tipo di decorso è quello meno regolare, che si trova negli stumenti in cui la generazione è comandata direttamente dall'esecutore. A questo gruppo appartengono gli strumenti ad arco, la voce umana, la fisarmonica e tutti gli strumenti a fiato (tranne la cornamusa).

L'irregolarità del decorso, in questi strumenti, non deve essere confusa con la variazione caratteristica. Quest'ultima non può essere *seguita* dall'ascoltatore e viene prodotta anche in molti strumenti del primo gruppo. L'irregolarità può essere invece seguita, ma non viene prodotta volontariamente dall'esecutore; essa potrebbe essere definita come quella variazione riconoscibile nel suono di uno strumento quando l'esecutore cerca di ottenere una singola nota nel modo più regolare possibile. Un esempio ottico, come al solito, forse è in grado di chiarire meglio tale differenza; l'irregolarità del decorso può essere cioè paragonata a tutto ciò che ci permette di riconoscere che una linea diritta, tracciata in un foglio, è stata fatta a mano libera e non con l'aiuto di una riga.

Il terzo tipo di decorso è quello a smorzamento regolare. Esso si trova negli strumenti sprovvisti di generatore, come il pianoforte, l'arpa e le campane. La velocità di smorzamento cambia da uno strumento all'altro e tra le varie note dello stesso strumento; secondo Fletcher, ad esempio, il livello sonoro nel pianoforte scende di 20 dB in 7 secondi alle note basse e in 2 secondi alle note alte. In alcuni strumenti, come le chitarre elettriche e hawaiane, il decorso può essere inoltre alterato dall'esecutore (vibrato ed espressione). Ma le variazioni principali osservabili in tutti gli strumenti a corda libera, relative alla struttura del suono prodotto, sono quelle legate al vero e proprio decorso *naturale* dell'oscillazione, dipendentemente dalla corda vibrante utilizzata.

Tutto ciò rende opportuno qualche richiamo sulla meccanica delle vibrazioni trasversali nelle corde tese tra i due estremi, trascurando, per semplicità, il meccanismo di eccitazione usato (legato soprattutto all'attacco) e considerando quindi la corda già in vibrazione. Ci proponiamo di mettere in evidenza i tre elementi più importanti per il decorso del suono prodotto: l'inarmonicità delle componenti sinusoidali generate, il diverso smorzamento di tali componenti nel tempo e il continuo scambio di energia da un modo di vibrazione all'altro.

La frequenza di una generica componente $f(n)$, essendo n il numero d'ordine della componente e $f(1)$ la frequenza fondamentale della corda, può essere calcolata con la formula:

$$f(n) = nf(1)\sqrt{1 + (bn)^2}$$

nella quale:

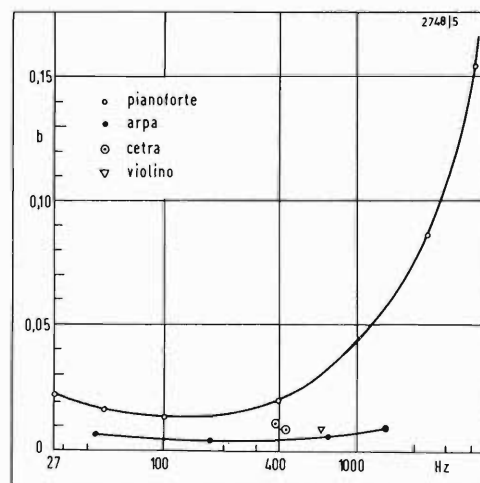
$$b = 0{,}7854 \frac{D}{L} \sqrt{\frac{L}{\Delta L}}$$

è una costante della corda, che dipende dal suo diametro D, dalla sua lunghezza L e dall'allungamento ΔL prodotto sulla corda dalla tensione ad essa applicata. In fig. 4 sono indicati alcuni valori di b, ricavati dalle misure di Fletcher (1962) e dei tedeschi D. Wolf e H. Müller (1968). Se l'inarmonicità è forte (b alto) avremo una variazione rapida (caratteristica); se è debole avremo una variazione lenta, ma sufficiente a cambiare in modo riconoscibile la struttura durante il decorso del suono.

Tenendo presente che la frequenza $f(1)$ di una corda di densità lineare μ e tesa con la forza T è approssimativamente uguale a:

$$f(1) = \frac{1}{2L} \sqrt{\frac{T}{\mu}}$$

si vede che per abbassare la frequenza, senza allungare troppo le corde, occorre o diminuire la tensione oppure aumentare il peso unitario. Ma la diminuzione di T porta a un grande rapporto $L/\Delta L$ e quindi, in base alla prima formula, a una eccessiva inarmonicità. Un aumento del peso unitario ottenuto aumentando il diametro, d'altra parte, porta ugualmente a un aumento di b e quindi della inarmonicità. È necessario pertanto ricorrere a una massa aggiuntiva, per mezzo di un filo metallico avvolto attorno alla corda tesa; in tal modo b resta costante e $f(1)$ si abbassa. Ciononostante, le prime corde del pianoforte danno ugualmente una sensibile inarmonicità, specialmente se la corda è corta (pianoforti verticali e a mezza coda), perchè le componenti mol-

Fig. 4. Valori della costante b misurati in alcuni strumenti a corde libere.

to alte ($n \simeq 30$) cadono nella banda di frequenza nella quale è massima la risposta acustica dello strumento.

Il secondo elemento di variazione lenta della struttura sta nel fatto che le varie componenti si smorzano con costanti di tempo variabili, cioè a velocità diversa una dall'altra. È bene notare che ciò avviene anche se si suppone che la Q del sistema *sia uguale per tutte le componenti.* Uno dei modi per esprimere la Q di un sistema oscillante è dato infatti dal numero di periodi dopo il quale l'ampiezza delle oscillazioni si riduce di 23,1 volte (ovvero il livello dell'oscillazione scende di 27,3 dB). Quindi, a parità di numero di periodi, lo smorzamento delle componenti di frequenza alta in pratica risulta più veloce dello smorzamento delle componenti di frequenza bassa, perchè nelle prime ciascun periodo è più breve.

Un altro modo di considerare lo stesso fenomeno sta nella forma assunta dalla corda all'inizio delle oscillazioni. Tendendo una corda flessibile, questa assume una forma triangolare; lasciando libera la corda, questa dovrebbe tornare in teoria ad assumere la forma iniziale alla fine di ogni periodo di oscillazione, mentre ciascun punto mobile della corda dovrebbe muoversi nel tempo con una forma d'onda uguale alla forma iniziale della corda. In pratica vediamo tutti che, dopo un certo tempo, le oscillazioni delle corde diventano sinusoidali, il che corrisponde appunto a una lenta variazione di struttura.

Il terzo elemento di variazione, infine, consiste nel fatto che ben di rado l'oscillazione di una corda si mantiene nello stesso piano. Anzi, più in generale, si può dire che l'energia di una certa componente di oscillazione trasversale difficilmente non passa ad un altro *modo* di oscillazione (di tipo longitudinale, oppure di tipo trasversale, ma con frequenza diversa da quella originale, oppure ancora di tipo trasversale, ma in un piano diverso da quello originale). L'energia resterebbe confinata a quella componente (a parte l'energia irradiata), infatti, solo se il sistema fosse perfettamente lineare, cioè un sistema nel quale è possibile sovrapporre a piacere uno sull'altro molti modi di vibrazione, più o meno forti, senza che nasca alcun disturbo. Negli strumenti musicali ciò non accade sempre, specialmente nel pianoforte. Pertanto è naturale attenderci che la potenza irradiata, per ciascuna componente, diminuisca in maniera piuttosto irregolare e in qualche momento possa anche *aumentare.* Nel pianoforte tale aumento in parte è dovuto a un vero scambio di energia tra due componenti e in parte ad una lenta rotazione del piano di oscillazione (rispetto al piano della tavola armonica).

Quest'ultimo aspetto è stato studiato teoricamente nel 1969, dall'indiano G. V. Anand tenendo conto dell'accoppiamento longitudinale tra i modi di oscillazione delle corde.

Un'importante conseguenza di tutto ciò è che, in genere, la diminuzione della potenza *irradiata* è più veloce nella prima parte del decorso di un suono che non dopo, anche se si considera una singola componente sinusoidale (cioè trascurando il differente smorzamento delle varie componenti). Si può dire che nella prima fase il sistema esegue un *accumulo* di energia, assorbendo una certa parte di energia dalle componenti più forti a favore di quelle più deboli (e dei *modi* non presenti inizialmente, perchè non eccitati dall'esterno), il che gli permette di restituire più tardi questa energia, appiattendo notevolmente il decorso della potenza sonora irradiata.

Se si osserva la variazione del *livello* (in dB) in una generica componente sinusoidale, dovuta alla rotazione del piano di oscillazione, si trova naturalmente il logaritmo di una sinusoide; ciò sembra in accordo alle misure di Fletcher sulle corde del pianoforte. In fig. 5 è indicato tale confronto per le prime due componenti del *Do* centrale.

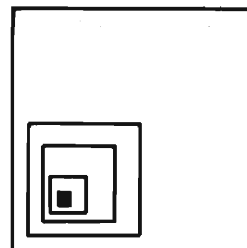
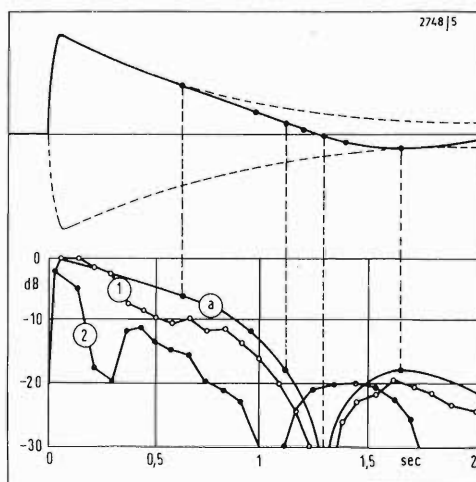
4. Distacco

Il modo in cui l'esecutore interrompe l'emissione del suono in uno strumento musicale cambia da uno strumento all'altro e dipende anche, certe volte, dal tipo di esecuzione. Nei casi in cui la fine di un suono non è seguita immediatamente da un altro suono dello stesso strumento, il distacco dà luogo generalmente ad una *coda.* Nelle sorgenti naturali il suono termina di solito con una coda abbastanza lunga per evitare la comparsa del rumore transitorio, ma non tanto da contribuire al riconoscimento della sorgente in modo paragonabile all'attacco. L'eccezione più vistosa (del resto non musicale) si trova nelle sirene delle fabbriche, il cui suono termina con una coda lunga e ben riconoscibile. Negli strumenti musicali a fiato il distacco si ottiene interrompendo il flusso d'aria necessario alla produzione del suono; nei generatori acustici (flauti) la coda risultante non dipende tuttavia unicamente dalla rapidità con la quale si interrompe l'aria, ma anche dal tempo in cui l'oscillazione in corso può mantenersi, riflettendosi all'uno e all'altro estremo del tubo sonoro; negli altri strumenti a fiato, analogamente, le ance (o le labbra del suonatore) si fermano subito, mentre la ricorrenza nel tubo sonoro dà luogo ad una certa coda, *la cui struttura caratteristica è però diversa dal suono precedente.*

Il cambiamento di struttura è ancora più evidente negli strumenti ad arco, quando il suono viene interrotto allontanando l'archetto dalla corda. Tale operazione dà inizio infatti ad un nuovo tipo di suono, vale a dire ad una oscillazione libera della corda. Per il materiale usato e per altre ragioni pratiche, le corde degli strumenti ad arco risultano piuttosto smorzate; avremo quindi una coda relativamente breve. Il suono del violino può terminare, se l'esecutore lo preferisce, fermando l'archetto sulla corda, il che produce naturalmente un distacco diverso.

Nei timpani e nel pianoforte il suono può essere interrotto aumentando lo smorzamento delle oscillazioni libere in corso; nel primo caso mediante la mano stessa dell'esecutore in un punto abbastanza periferico della membrana, nel secondo caso per mezzo di appositi *smorzatori* in feltro, che vanno a premere sulla corda quando il tasto corrispondente torna nella posizione normale. La posizione migliore per questi smorzatori è in corrispondenza del punto della corda colpito dal martelletto, perchè in quel punto risultano massimi gli spostamenti trasversali alle componenti più alte. Ma anche con gli smorzatori disposti molto vicino alla posizione ottima, la struttura caratteristica del suono durante la coda cambia *a favore* delle componenti più alte (che, avendo bisogno di spostamenti più piccoli a parità di potenza irradiata, risultano *meno* attenuate dal feltro).

Nel caso della brusca apertura di un cir-

cuito elettrico, il suono viene interrotto dando luogo alla percezione di un rumore transitorio. Questo tipo di distacco è completamente diverso da quelli naturali, nei quali il sistema sonoro provvede a smorzare le oscillazioni in corso con una certa regolarità. È quindi più giusto in tal caso parlare di rumore di interruzione, anzichè di una coda.

Il suono di una nota musicale, d'altra parte, può iniziare e finire per suo conto (esecuzione « staccata »), oppure può unirsi senza interruzione al suono di una nota diversa (esecuzione « legata »). Anche in questo secondo tipo di esecuzione manca una vera e propria coda (percepita da parte dell'ascoltatore); ma il modo in cui avviene il *passaggio* da una nota all'altra può dare ugualmente alcune informazioni utili per il riconoscimento del tipo di strumento musicale impiegato.

In alcuni strumenti (come il pianoforte) il legato si esegue scegliendo opportunamente il momento del distacco della nota precedente (cioè il momento in cui deve essere alzato il relativo tasto) rispetto al momento di attacco della nota successiva (considerato fisso, perchè determinato dal *tempo* del brano musicale). È intuitivo, infatti, che se il primo tasto viene alzato troppo presto si avrà un certo intervallo di silenzio (ovvero di intensità totale molto minore dell'intensità percepita prima e dopo l'intervallo), con un conseguente effetto di esecuzione staccata; se invece il primo tasto viene alzato troppo tardi, l'attacco della seconda nota non sarà sufficiente a *mascherare* la coda della prima, dando luogo alla percezione contemporanea dei due suoni e alla comparsa delle eventuali dissonanze.

In altri strumenti (come il flauto) il passaggio legato da una nota all'altra si ottiene semplicemente non interrompendo la corrente d'aria che alimenta lo strumento. Ciò accade in tutti gli strumenti a fiato nei quali si dispone di un unico flusso d'aria e di un solo dispositivo selettivo (le cui dimensioni vengono variate durante l'esecuzione), compresa la voce umana. Il passaggio da una nota all'altra, in tali strumenti, varia tuttavia a seconda del modo (più o meno rapido) in cui la parte selettiva dello strumento riesce a predisporsi per la nuova nota. Mentre nel flauto tale predisposizione è pressochè immediata, nel trombone si richiede un tempo non trascurabile. Occorre poi notare che talvolta (flauto) il passaggio è netto, mentre altre volte (trombone) la frequenza generata può variare in modo *continuo* da una nota all'altra (*portamento* o *glissando*).

Nel violino il passaggio dipende dalla posizione delle note sulle corde. Se le due note da legare sono eseguite sulla stessa corda, lo strumento si comporta analogamente al flauto; in caso diverso occorre che l'archetto abbandoni la corda relativa alla prima nota nel momento giusto rispetto al momento dell'attacco del secondo suono (come nel pianoforte). Il portamento da una nota all'altra, caratteristico del violino, viene ottenuto facendo *strisciare* il dito della mano sinistra sulla corda.

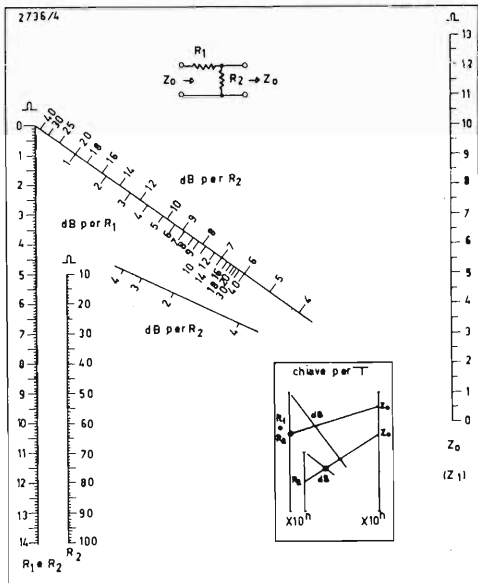
Si può dire, in generale, che certi strumenti sono più adatti all'esecuzione staccata e altri all'esecuzione legata. Al primo gruppo appartengono quegli strumenti nei quali attacco e distacco sono *entrambi* rapidi, come il pianoforte, gli organi elettronici e vari altri strumenti solisti. Al secondo gruppo appartengono le sorgenti sonore che hanno invece un attacco e un distacco di tipo lento, cioè l'organo a canne (a causa delle masse d'aria in giuoco), gli strumenti d'accompagnamento (per le basse frequenze fondamentali usate), e i complessi musicali formati da molti esecutori (fanfare, bande, orchestre e cori). In quest'ultimo caso la lentezza all'attacco e al distacco deriva dagli errori di tempo tra gli esecutori, errori che aumentano generalmente aumentando il numero di questi e la distanza reciproca (come si nota talvolta nei canti eseguiti durante le processioni). Tutti sanno che il primo compito della *concertazione* è appunto quello di ridurre al minimo tali errori, tanto nell'orchestra che nel coro, anche se non sempre si riesce ad ottenere i risultati raggiunti vent'anni fa dall'orchestra della *NBC*, concertata e diretta da Arturo Toscanini. Soltanto dopo lunghe e ripetute prove, infatti, le frasi legate e staccate che si alternano in un medesimo brano possono essere eseguite in modo *naturale,* formando un discorso musicale fluido e talvolta apparentemente molto semplice, come accade ad esempio nel coro del *Nabucco.*

Fig. 5 - Confronto tra la proiezione di un'elica avvolta sopra un fuso di raggio decrescente esponenzialmente, disegnata nella parte superiore del diagramma in scala lineare e nella parte inferiore (curva *a*) in scala logaritmica, e il livello delle prime due componenti sinusoidali (curve 1 e 2) misurate nel suono di un pianoforte.

(continua)

Nomogrammi di calcolo per attenuatori ad L

(parte 3°)

L. Bassetti

Per il calcolo rapido-approssimato del valore degli elementi degli attenuatori ad « L » si sono utilizzati, nel presente lavoro, abbachi ad allineamento a scale metriche. Si sono ottenuti così Nomogrammi di facile interpolazione e lettura ed inoltre le scale metriche delle variabili possono essere estese, secondo le necessità, per qualunque valore moltiplicato per 10^n con « n » maggiore o minore di zero.
L'uso di questi abbachi è molto semplice ed è chiaramente spiegato dai diagrammi chiave.

Nomogramma n. 1

Consente di risolvere le equazioni

$$R_1 = Z_o \frac{K-1}{K}$$

$$R_2 = Z_o \frac{1}{K-1}$$

per qualsiasi valore dell'impedenza Z_o e per l'attenuazione (K) compresa fra 1 e 40 dB.
Permette, quindi, di calcolare i valori delle resistenze degli elementi R_1 ed R_2 che compongono un Attenuatore ad « L » del Tipo A (con resistenza in serie all'ingresso), inserito fra impedenze terminali uguali ($Z_1 = Z_2 = Z_o$).

Esempio

Progettare un attenuatore ad « L » del tipo A, per una attenuazione di 6 dB ed una impedenza di 600 Ω.
Stabilito sulla scala Z_o, estesa a 10^2, il punto corrispondente al valore di 600 Ω ed in quella delle attenuazioni i punti rispettivamente relativi a 6 dB per R_1 ed R_1, si congiungano i due punti con una retta che prolungata incontrerà la scala (estesa anch'essa a 10^2) delle resistenze. Il punto d'incontro darà il valore cercato.
Nell'esempio sopra menzionato si avrà
R_1 = 300 Ω
R_2 = 600 Ω

Nomogramma n. 2

Consente di risolvere l'equazione

$$R_2 = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{KZ_2 - Z_1}$$

per qualsiasi valore delle impedenze Z_1 e Z_2 e per l'attenuazione di tensione ($K > Z_1/Z_2$) compresa fra 1 e 20 dB.
Permette, quindi, di calcolare i valori della resistenza dell'elemento R_2 di un attenuatore ad « L » di tipo A (con resistenza in serie all'ingresso) inserito fra impedenze terminali diverse e con $Z_1 > Z_2$.
Il valore della resistenza R_1 viene determinato con il Nomogramma n. 1 sostituendo ai valori della scala Z_o quelli di Z_1.

Esempio

Progettare un Attenuatore ad « L » del tipo A, per una attenuazione di tensione di 8 dB da inserirsi in un circuito avente Z_1 = 600 Ω e Z_2 = 400 Ω.
Dai nomogrammi N_1 e N_2, con le modalità spiegate in diagrammi chiave si otterrà
R_1 = 360 Ω
R_2 = 590 Ω

Nomogramma n. 3

Consente di risolvere le equazioni

$$R_1 = Z_o (K-1)$$

$$R_2 = Z_o \frac{K}{K-1}$$

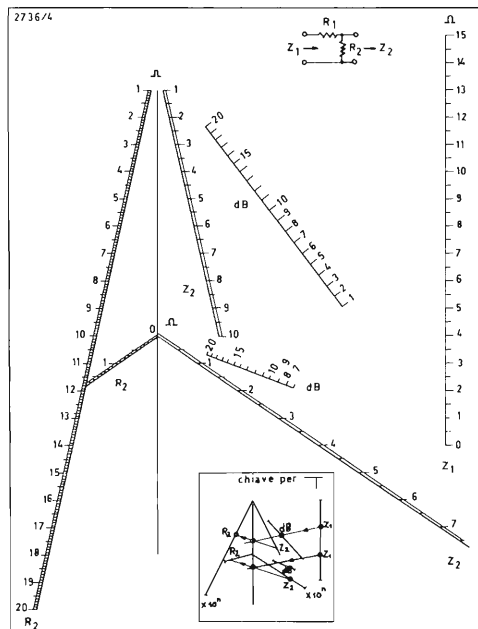
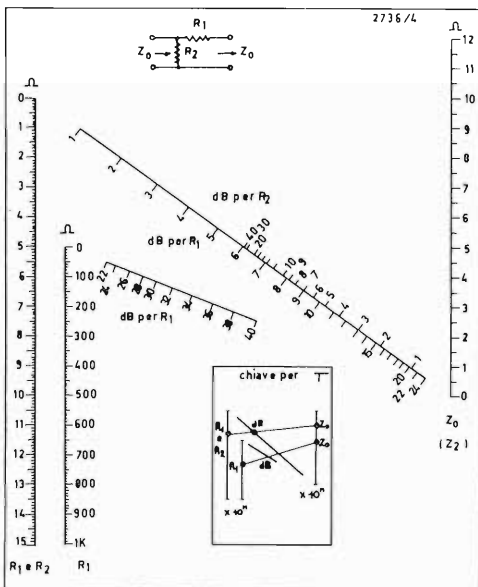
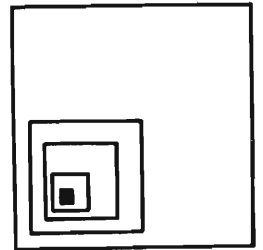
per qualsiasi valore dell'impedenza Z_o e per l'attenuazione (K) compresa fra 1 e 40 dB. Permette, quindi, di calcolare i valori delle resistenze degli elementi R_1 ed R_2 che compongono un attenuatore ad « L » del tipo B (resistenza in derivazione all'ingresso), inserito fra impedenze terminali uguali ($Z_1 = Z_2 = Z_o$).

Esempio

Progettare un attenuatore ad « L » del tipo B, per una attenuazione di 6 dB ed una impedenza di 600 Ω.
Dal Nomogramma n. 3 con le modalità spiegate nel diagramma chiave si avrà
R_1 = 595 Ω
R_2 = 1200 Ω

Nomogramma n. 4

Consente di risolvere l'equazione

$$R_2 = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_2 - \frac{1}{K} Z_1}$$

per qualsiasi valore delle impedenze Z_1 e Z_2 e per l'attenuazione di tensione ($K > 1$) compresa fra 1 e 40 dB. Permette, quindi, di calcolare i valori della resistenza dell'elemento R_2 di un attenuatore ad « *L* » del tipo B (con resistenze in derivazione all'ingresso), inserito fra impedenze terminali diverse e con $Z_1 < Z_2$.

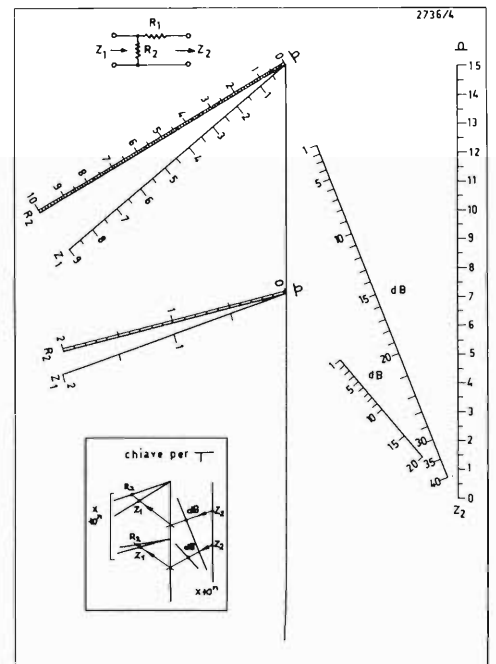
Il valore della resistenza R_2 viene determinato con il Nomogramma n. 3, sostituendo ai valori della scala Z_o quelli di Z_2.

Esempio

Progettare un Attenuatore ad « *L* » del tipo *B* per una attenuazione di tensione di 10 dB, da inserirsi in un circuito avente $Z_1 = 250\ \Omega$ e $Z_2 = 500\ \Omega$.

Dai nomogrammi 3 e 4 con le modalità chiave si otterrà

$R_1 = 1080\ \Omega$

$R_2 = 300\ \Omega$

Il nuovo obbiettivo « zoom » « Varotal 30» creato per la TV

La foto illustra il montaggio di « Varotal 30 » — un nuovo obiettivo « zoom » creato per la TV da Taylor Hobson — nel laboratorio della ditta. Con « Varotal 30 » il regista può ottenere angolazioni molto ampie o molto limitate ed ottimi primi piani con un solo obbiettivo senza più necessità di regolazioni e ripensamenti in studio. Con quest'obbiettivo, il cameraman ha una scelta di cinque diversi sistemi di controllo. E' infatti possibile scegliere fra tre sistemi di servocontrollo, un controllo a mano o una combinazione di servocontrollo e controllo a mano. Sia l'obbiettivo che i controlli non comportano alcun problema di funzionamento grazie al disegno modulare ed al controllo a pulsante. I problemi di manutenzione sono ridotti al minimo; il servocontrollo non può infatti arrestarsi e l'impianto è protetto contro i corti circuiti. Rank Precision Industries Ltd. - Taylor Hobson - Stoughton Street - Leicester, Gran Bretagna.

L'elettronica al servizio del reporter delle Olimpiadi di Monaco

V. Luciani

Quello che per gl'industriali è la banca dei dati, per i reporter delle olimpiadi di Monaco sarà la « superenciclopedia elettronica », in cui essi potranno verificare i dati sulle olimpiadi e fatti collaterali dal 1896 a oggi. Il più veloce e completo sistema d'informazione che sia mai stato messo a disposizione di una manifestazione sportiva contiene nella sua memoria tanti dati, che se si volesse metterli a disposizione, stampati su carta, ai 4.000 giornalisti, sarebbero necessari venti carri merce.

Il cervello elettronico non ha difficoltà a dare qualsiasi risposta; esso è in grado in pochi secondi di informare per mezzo dei monitori delle 72 stazioni per esempio sul vincitore del 1896 nella disciplina « tiro al cervo in corsa », o sulla personalità dei 9.000 atleti; conosce la traduzione della parola inglese « Breaststroke » (nuoto a rana), le regole dei campionati di dressour o informa gli spettatori sulle manifestazioni e gli spettacoli, che hanno luogo a Monaco e a Kiel. Ma questo non è tutto. La Siemens AG, il cui volume di commesse per i giochi olimpici del 1972 ha raggiunto i 65 milioni di DM, metterà al servizio dell'organizzazione olimpica in totale cinque cervelli elettronici del tipo 4004/45. I computer sono collegati per mezzo di 15.000 chilometri di cavi a 400 telex, a 40 telescriventi di dati e cento monitori, che si trovano negli impianti sportivi, nei centri stampa e negli uffici informazione.

La Siemens non ha solo il compito di mettere a disposizione della stampa i dati dell'impianto, ma anche dei giudici di gara e funzionari sportivi. Già dalla primavera del 1970 un gruppo di 30 esperti è occupato con la preparazione dei dati olimpici da immettere nel cervello elettronico, e dall'inizio di questo anno 110 specialisti traducono questi dati preliminari nella lingua del computer. L'impianto ha bisogno in totale di sette milioni di segnali (la Bibbia p. es. solo 4.2 milioni), ed è programmato secondo il sistema « Gigo » (Garbage in Garbage out), che è in grado di funzionare solo se tutti i dati sono esatti. Questo vale in particolare per i dati della memoria, e per questo un gruppo di 30 persone ha impiegato un anno per spiegare alle varie associazioni sportive le regole che bisogna rispettare per servirsi del cervello elettronico. Per esempio nella boxe sono state studiate le regole tedesche, e solo in caso di necessità si ricorrerà alla lingua inglese. In questa occasione si è constatato che la settantunenne che ha tradotto le regole inglesi in tedesco, si è allontanata di molto dal testo originale. Come porvi rimedio? Ancora non si è presa una decisione.

Il 60 per cento della programmazione è dedicato ai cosiddetti controlli di plausibilità, che devono assicurare una « protesta » da parte del computer nel caso che gli vengano immessi dati errati. Malgrado la sua superiorità nei confronti del cervello umano, il computer dovrà servire ad aiutare a prendere le decisioni, come nel « sistema d'informazione del management » delle grandi ditte: l'ultima parola sarà del giudice di gara.

Il centro di calcolo dell'Oberwiesenfeld di Monaco, che è stato ultimato recentissimamente, «memorizza » elettronicamente tutti i dati che gli vengono offerti. 196 telescriventi di uscita sono in grado di scrivere 6.000 tipi diversi di elenchi. I calcolatori comunicano automaticamente i piazzamenti degli atleti, registrano le qualificazioni per turni successivi e i record ottenuti. Ma questo tipo di computer non serve solo a immagazzinare i dati giornalieri. Alla fine dei giochi, il 10 settembre, si sarà in grado di dare ai giornalisti i dati definitivi. Un grande passo avanti, se si considera che a Tokio sono passati due anni prima che la commissione potesse disporre di dati definitivi, e dei risultati finali. Già adesso a Monaco hanno luogo « prove di collaudo », e a partire dalla fine del 1971 vengono simulate gare per mettere alla prova la funzionalità del sistema d'informazione. Si è pensato a tutte le eventualità, anche alle più improbabili. Se i due computer principali e il terzo impianto di riserva non dovessero funzionare, c'è sempre la rete delle telescriventi, che è in grado di fornire le informazioni con un sistema manuale. In nessun caso dunque l'impianto sarebbe inferiore a quello impiegato nel 1968 a Città del Messico. Ma non tutti gli appassionati di sport potranno essere presenti a Monaco. La centrale televisiva mondiale permetterà a un miliardo di spettatori in tutti i continenti di assistere alle gare dei 9.000 atleti in 21 sport diversi con 196 discipline in 31 impianti sportivi tra Mo-

naco e Kiel con trasmissioni a colori. 1000 telecamere invieranno le immagini e 450 reporter, in 45 lingue i commenti alla centrale, che li dirotterà in dodici canali televisivi e 60 linee per il fono in tutto il globo. Un formidabile impianto di migliaia di relè permette di immettersi in frazioni di secondo in tutti gli stadi in cui si svolgono le gare, interrompe il contatto quando non è più necessario e si collega con altri impianti sportivi.
Ma non tutte le gare potranno essere trasmesse « live ». Per avere una documentazione completa, la « fabbrica di conserve olimpica » immagazzina tutti gli avvenimenti, non più come prima su pellicola, ma più semplicemente e velocemente su nastri magnetici. Circa 60 di questi impianti, il valore singolo dei quali è di 600.000 marchi, saranno in opera nella centrale di Monaco. Nel cosiddetto complesso « off-tube », in cui i telecronisti hanno i loro posti di lavoro, sono state approntate 60 cabine, dove possono prendere posto due reporter e commentare le gare osservandole sul monitore.
Tutti i professionisti interessati potranno vedere sui monitori solo premendo uno dei quindici pulsanti, che mettono in comunicazione con la rete televisiva interna, lo stadio principale, lo stadio del nuoto, quello del ghiaccio o l'ippodromo del concorso ippico. Questo è un impianto che viene realizzato per la prima volta per le olimpiadi. Il telespettatore a Wladiwostock o a Buenos Aires non si accorgerà affatto che il sole tramonterà. Un impianto d'illuminazione artificiale non farà notare il cambiamento dalla luce naturale a quella artificiale. La luminosità di ciascuna delle 550 nuove lampade ai vapori di metallo « Power Star », che sono state messe a punto dalla Osram, è pari a quella di diciotto lampade da 1000 Watt ciascuna. L'impianto d'illuminazione artificiale Siemens verrà manovrato da una cabina situata nello stadio principale. La Siemens non costruisce solo l'impianto per lo stadio principale, ma anche per tutto il villaggio olimpico con 100 km di cavi. Nel solo stadio olimpico ci sono 15.000 prese elettriche, e il fabbisogno di energia corrisponde a quello di una città di 80.000 abitanti.
Nel villaggio olimpico degli uomini, cinque piani di un edificio saranno dedicati al centro medico, che è dotato degli strumenti più moderni. Esso non sarà un ospedale, ma una stazione per diagnosi e pronto soccorso. Apparecchi Roentgen con tubi rinforzati permetteranno di diagnosticare nel caso di incidenti se l'altleta si è ferito seriamente o se si tratta solo di uno strappo muscolare. Per i casi di emergenza è pronto un « Clinocar », il cui nucleo è formato da un « pacemaker » elettrico.
Questo centro con 230 medici e 1.400 infermiere non è il solo impianto a disposizione delle olimpiadi. 10 stazioni diagnostiche faranno la spola da un impianto all'altro per potere intervenire in caso di malore di qualche spettatore o giornalista dovuto alla sconfitta di un favorito....

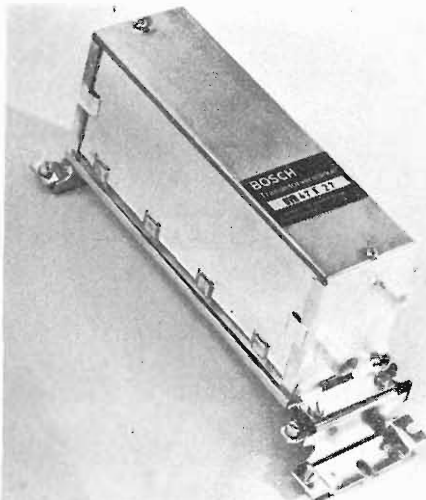
Nuovo catalogo Prestel

E' uscito il Catalogo 1972 della Prestel s.r.l. la notissima Casa specializzata nella fabbricazione di apparecchiature elettroniche particolarmente per impianti di antenne centralizzate Radio-MF-TV.
Nel Catalogo è illustrata tutta la produzione « Prestel », comprendente centralini, amplificatori a larga banda anche autoalimentati, amplificatori misti o singoli da palo, miscelatori, filtri di canale, trasformatori d'impedenza accessori di demiscelatori, prese, divisori, derivatori, montaggio, misuratori di campo. L'ultima parte è dedicata ad esempi d'installazione; con le sue chiarissime figure corredate da tabelle e istruzioni, questa sezione rappresenta un vademecum per l'installatore di antenne, che si trova così grandemente agevolato nel non facile compito di progettare e costruire, su basi rigorosamente tecniche, un impianto di antenna collettiva.
La «Prestel», Corso Sempione 48, 20154 Milano invierà gratuitamente il nuovo catalogo a chi ne farà richiesta scrivendo all'indirizzo riferito, oppure telefonando al numero (02) 312.336.

Nuovo apparecchio « Telecine » per studi televisivi nel settore dell'educazione

Questo nuovo apparecchio, appositamente ideato per uno studio televisivo professionale a circuito chiuso, è stato realizzato da una nota società, la EMI Electronics Limited, membro del gruppo EMI. Denominata tipo « 416 », questa nuova attrezzatura consente di usare materiale su film di 16 mm e su diapositive di 35 mm per la produzione di programmi televisivi nel settore dell'educazione, facilitando anche la preparazione dei sottotitoli.

Quest'apparecchio autonomo è stato creato per soddisfare la sempre crescente richiesta di un sistema di « telecine » cctv appositamente ideato per studi televisivi operanti per le scuole e le università. In precedenza, gli utenti di questo tipo di apparecchi nel campo dell'educazione avevano dovuto affidarsi prevalentemente alla disponibilità di attrezzature usate, o ad apparecchi « fatti in casa ». L'EMI « 416 » è basato sull'ultimo tipo « 2004 » di camera monocromica, realizzata verso la fine del 1970. Questo canale televisivo linea 625/525 offre le possibilità ed il rendimento che si possono normalmente ottenere solo mediante un'unità di trasmissione, e viene attualmente fornito alle Università di Edimburgo, Bradford e dell'Ulster, ed all'Inner London Education Authority. Con il « 416 » è possibile usare film sia in positivo che in negativo; l'unità comprende anche un controllo luminoso automatico, consentendo così l'uso di una vasta gamma di densità senza ulteriore regolazione dei controlli. Il proiettore di diapositive di 35 mm è fornito di un porta-diapositive circolare staccabile, che può contenere 80 diapositive. Un'insolità caratteristica dell'apparecchio è che il mirino da 7" fuziona come un monitor per la messa a punto e la visione preliminare. Il mirino viene sollevato sopra la camera e montato su un basamento regolabile che può essere fatto rotare di 360°.

■

Nuovi amplificatori UHF della serie TGA 2 della Robert Bosch Elektronik

La serie TGA 2 degli amplificatori per impianti antenne centralizzate BOSCH è destinata ad impianti di antenne centralizzate di una certa consistenza.
Perciò, l'esigenza di qualità, oltre ad essere stabilita dalle rispettive norme DIN ecc. nonché il solito alto livello tecnico di un prodotto BOSCH in grandi impianti che nella loro progettazione e realizzazione possono risultare impegnativi, richiedono proprio, una gamma di prodotti come la serie TGA 2.
Questa gamma di prodotti, è stata ampliata con una novità assoluta: si tratta precisamente di un amplificatore transistorizzato UHF dalla sigla GVB 47 rispettivamente GVB 57 per l'amplificazione di un canale della banda IV e V e cioè, canale 21 a 68.
La novità assoluta consiste:

— **questo amplificatore possiede un'amplificazione di 56 dB.**

Il massimo livello di uscita di 2,8 Volt (127 dB, V) per cadauna delle due uscite da 60 Ohm.

Il consumo di questo amplificatore è di 170 mA.

All'entrata di questo amplificatore, si trova incorporato un attenuatore regolabile, che permette di abbassare il livello di entrata fino a — 20 dB.

Questo amplificatore è completamente schermato, per evitare qualsiasi forma di irradiazione o di disturbo.

Anche l'entrata e le due uscite, hanno una perfetta schermatura HF.
Rimane inteso che, nonostante le straordinarie caratteristiche di questo amplificatore, rimane garantito un valore I.M.A. (distanza di intermodulazione) di 52 dB.

Risulta evidente che, inserendo un amplificatore come sopra indicato, si è in grado di risolvere tutti i problemi relativi al 2° programma UHF, nonché di garantire una perfetta ricezione in zona, dove altrimenti, non poteva essere garantita una ricezione del 2° programma TV.

(EL.FAU - Via Perrone di S. Martino, 14 - Milano).

Uno sguardo alla produzione Grundig

Circa vent'anni fa, la Grundig effettuò una storica « calata » in Italia, sostenuta da una massiccia importazione di apparecchi radioriceventi, dalle grandi policrome scale parlanti, dagli elegantissimi mobili neri di impeccabile laccatura, decorati con fregi e cornicette metallici, che « rubavano gli occhi ».
Se il profano rimase soggiogato dall'aspetto seducente dei ricevitori Grundig, il tecnico, che li valutò dal punto di vista funzionale, intese immediatamente trattarsi di un prodotto di qualità indiscutibilimente superiore, costituente un concorrente assai temibile. Fu così che la Grundig « sfondò » il mercato italiano e conquistò l'Italia assai di più di quanto non riuscì a Francesco Giuseppe prima, e al Kaiser Guglielmone dopo.
L'affermazione Grundig presso di noi, lungi dall'essere sporadica, non cessò mai, anzi andò sempre più consolidandosi ed espandendosi, man mano che dalla Baviera la Grundig Werke G.m.b.H. faceva pervenire alla Grundig Italiana S.p.A. (38015 - LAVIS/Trento, via del Carmine 5), per la distribuzione in Italia, nuovi prodotti all'altezza della fama acquisita: televisori in bianco-nero in principio, a colori successivamente, registratori magnetici audio, telecomandi a ultrasuoni, video cassette o meglio registratori video su nastro magnetico.
A propostio di questi ultimi, la rivista Grundig « Informazioni Tecniche » illustra nel N. 2/1971. il registratore video BK 200 per immagini in bianco-nero e a colori, che rappresenta il giusto compromesso fra apparecchio professionale e apparecchio per uso domestico. Di esso accenniamo solo qualche caratteristica principale: sistema a traccia obliqua con 2 testine con percorso semicircolare del nastro - nastro di larghezza 25,4 mm - velocità del nastro 21 cm/s - durata della registrazione 110 minuti - tracce di registrazione 1 video, 2 suono, 1 sincronizzazione - testine magnetiche 2 video, 1 di sincronismo, 1 doppia suono, 1 tripla di cancellazione - circuiti integrati e a transistori - 2 bobine nastro, diametro 267 mm - 3 motori asincroni, 1 motore c.c. - sistema TV 625 righe, 50 Hz, o altro a richiesta - risposta in frequenza fino a 4 MHz entro ± 3 dB, limite 5 MHz - rapporto segnale/disturbo 50 dB - predisposizione del segnale, modulazione di frequenza - sincronizzazione esterna. Non indugiamo sulle caratteristiche del canale audio, che sono quelle di un registratore di alta classe.
Nello stesso numero della citata rivista, è descritto il telecomando a ultrasuoni per i televisori a colori Grundig. Il dispositivo, chiamato « Tele-dirigent » permette di comandare, senza fili, da qualunque punto del locale, il selettore di programma, il contrasto-colore, la luminosità e l'intensità del suono. Il telecomando può essere installato su televisori Grundig che ne siano sprovvisti. Consta di un'unità generatrice ultrasonica (35÷45 kHz), che irradia mediante un altoparlante a condensatore, e di un'unità ricevente installata nel televisore. Un microfono capta l'onda irradiata, il segnale viene amplificato di circa 120 dB, attraversa 7 circuiti selettivi, arriva a tre unità di memoria, che forniscono una tensione di controllo per il rispettivo transistore pilota; quest'ultimo effettua la corrispondente regolazione del televisore per via interamente elettronica; la selezione del programma avviene mediante organi in movimento: un motore c.a. e un relé.
Assai recente è l'applicazione del cinescopio tricromico con deflessione 110° ai televisori a colori Grundig. Per l'utente medio, ciò può apparire come una semplice e logica miglioria dei televisori con tubo a 90°. L'adozione dei 110° a colori è invece un'operazione che solleva una quantità di problemi tecnici imponenti requisiti spesso contrastanti basti pensare alla notevole potenza di deflessione dei tre pennelli elettronici, alla difficoltà di convergenza (statica, dinamica, orizzontale, verticale, laterale), di distorsione a cuscino, di regolazione e stabilizzazione dell'E.A.T. ecc. La Grundig ha scelto per lo stadio di deviazione di riga la soluzione a due trasformatori in una nuova originale versione, raggiungendo un'ottima geometria, un'eccellente stabilità dell'immagine ad onta delle variazioni della corrente dei fascetti elettronici, e la regolazione dell'E.A.T. (25 kV) indipendente da quella della larghezza della figura.
Non è questa la sede per descrivere lo stadio finale di riga e la stabilizzazione dell'E.A.T.; basti ricordare il principio innovatore Grundig: la corrente di deviazione orizzontale viene fornita da due trasformatori, in parti uguali; si deve perciò parlare di un trasformatore principale provvisto dell'avvolgimento E.A.T. e di un trasformatore ausiliario, mentre, nell'accezione comune, si ha a che fare con un trasformatore per l'E.A.T. e con un trasformatore per la deviazione.
Chiudiamo ricordando che la deviazione magnetica di riga con cinescopio 110° a colori non cessa di affaticare i progettisti, prova ne sia il fiorire dell'imponente serie, di brevetti depositati dai costruttori più quotati in tutto il mondo.

■

Il Mercantile d'Oro 1971, Oscar dell'export a premio della alta fedeltà di avanguardia.

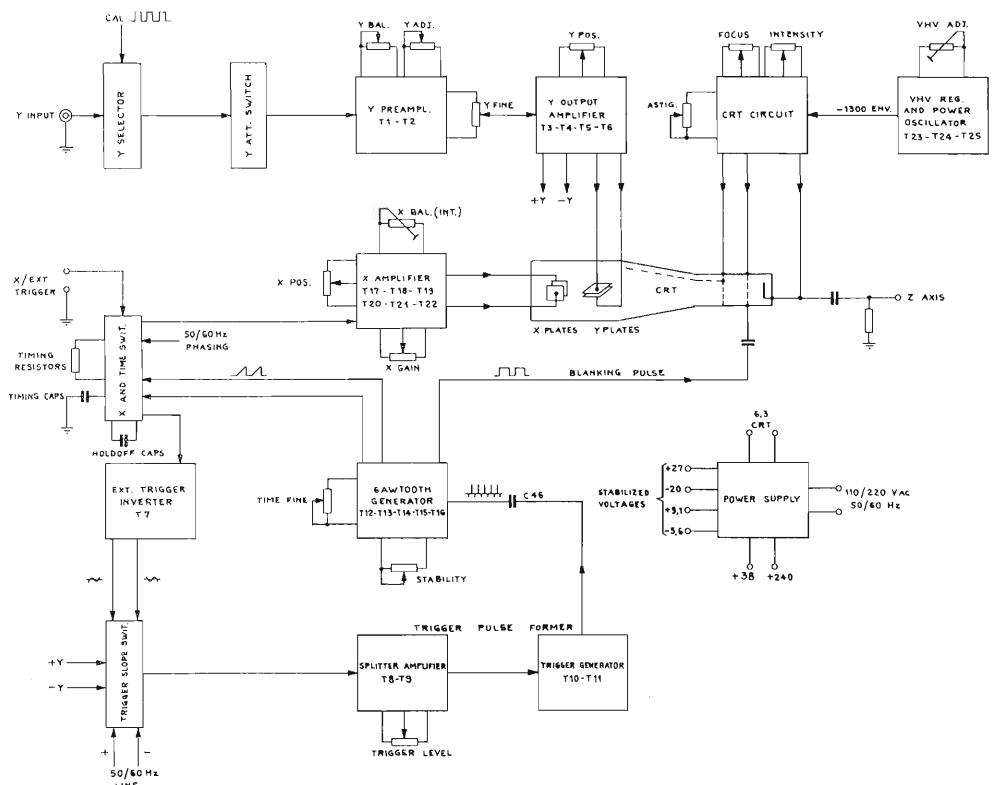
Il 16 novembre scorso, nell'Aula Magna del Palazzo dei Congressi dell'Eur, il Ministro del Commercio con l'Estero Zagari e Mons. Dell'Acqua, Vicario di Roma, hanno consegnato al signor Peter Burgdorfer, Direttore Commerciale della Lenco Italiana S.p.A. l'Oscar dell'Export: il Mercantile d'Oro 1971.
Questo riconoscimento premia la Lenco Italiana per l'alta qualità dell'Hi-Fi raggiunta in campo internazionale e per la coraggiosa e dinamica iniziativa operata nel nostro Paese in un periodo particolarmente difficile.
La Lenco Italiana, sorta undici anni fa ad Osimo, accanto alla nuova zona industriale di Ancona, si è infatti sviluppata con un continuo crescendo, dando lavo-

Il Sig. Peter Burgdorfer, Direttore Commerciale della Lenco Italiana S.p.A., riceve il premio del Mercantile d'Oro da Mons. Dell'Acqua e dal Ministro Zagari.

ro a sempre più numerose maestranze, anche negli ultimi mesi.
E' appena iniziata tra l'altro una campagna di informazione per portare a conoscenza dei più ampi settori italiani le ultime novità di avanguardia dell'Hi-Fi Lenco. Nota negli anni precedenti quale produttrice di componenti elettronici ad altissimo livello, la Lenco sta allargando la sua produzione per permettere agli appassionati dell'alta fedeltà di usufruire dei suoi completi impianti Hi-Fi. La Casa madre svizzera segue con soddisfazione il successo in Italia dei suoi prodotti e delle sue iniziative, il cui recente riconoscimento ha premiato anche gli instancabili fondatori della società: il vice presidente signora Marie Laeng e il presidente Fritz Laeng.

■

Oscilloscopio a larga banda Mod. O169 T.E.S.

La ben nota casa « **Tecnica Elettronica System** » (TES), produttrice degli altamente apprezzati strumenti di misura elettronici, presenta un nuovo oscilloscopio, il modello O169, che rappresenta l'ideale per il « Servizio Tecnico » TV (bianco-nero e a colori), poiché alle caratteristiche funzionali, che lo accostano alla classe degli strumenti da laboratorio, accoppia la semplicità d'impiego, la sicurezza e la stabilità di un funzionamento, il modesto ingombro e la agevole trasportabilità.
Il tubo oscillografico impiegato è il D 13-480 GH con reticolo graduato 6 x 10 cm traccia verde e persistenza mediocorta.
La risposta in frequenza dell'amplificatore verticale si estende dalla c.c. a 15 MHz (12 MHz entro 3 dB), quindi esuberante per l'osservazione di qualsiasi videosegnale; il tempo di salita pari a 0,03 μ secondi è veramente eccezionale.
L'impedenza d'ingresso, con sonda divisoria mod. PD 169, è 10 MΩ con capacità 10 pF.
Il divisore d'ingresso consente l'applicazione di segnali di ampiezza variabile da 2 mVpp/cm a 20 Vpp/cm in 7 portate.
L'amplificatore orizzontale risponde dalla c.c. a 300 kHz entro 3 dB; la sua impedenza d'ingresso è 1 MΩ costante, con capacità in parallelo 30 pF; possiede un attenuatore d'ingresso di 40 dB max a scatto e lineare.
L'asse dei tempi permette scansioni da 50 ms/cm a 1 μs/cm in 15 posizioni tarate al 5% con regolazione fine intermedia.
Un'onda quadra di calibrazione interna permette in qualunque istante la verifica della sensibilità della scansione verticale.
Otto basette in vetro resina a circuito stampato compendiano quasi tutti i componenti elettrici; tre di queste basette sono innestate su connettori a 22 poli per una facile estrazione a scopo di manutenzione. I contatti striscianti sono dorati per il miglior contatto e la completa protezione contro gli agenti atmosferici.
La fig. 169/1 illustra lo schema a blocchi dell'oscilloscopio mod. 169 TES, che si può riassumere come segue.
Il segnale d'ingresso verticale o quello di calibrazione, attraverso il selettore y (GROUND-DC-CAL-AC) e l'attenuatore Y V/cm, viene amplificato dal preamplificatore T_1-T_2. Lo stadio finale verticale in configurazione « cascode bilanciato » alimenta i livelli di tensione c.c. e c.a. alle placchette Y di deviazione verticale del tubo r.c.
L'amplificatore orizzontale può accettare, oltre al segnale a dente di sega interno per la deviazione orizzontale, attraverso il commutatore X-TIME (cm, un segnale esterno, o la tensione a frequenza di rete con regolazione della fase (PHAS). Quando il generatore di dente di sega (tempi di scansione variabili e tarati mediante i comandi TIMING. RES. e CAP, con copertura intermedia mediante FINE/TIME) innesca (STABILITY, REPET.) sullo schermo appare la traccia luminosa, qualunque sia la sorgente dell'asse dei tempi.
Con il commutatore TRIGGER SLOPE si aggancia il dente di sega al segnale prescelto, utilizzando il circuito SPLITTER AMPLIFIER, che seleziona un determinato livello dell'onda in esame (regolatore TRIGGER LEVEL). In corrispondenza del livello scelto, il generatore di sblocco (impulso trigger) dà luogo ad un impulso positivo, che viene differenziato d-

C46 e arriva al generatore di denti di sega questo generatore, riceve l'eccitazione dall'esterno, possiede un comando « STABILITY », che può essere predisposto a circa il centro della sua corsa, il che cosente di sfruttare al massimo le qualità del sistema « trigger ». Gli impulsi BLANKING (spegnimento) per la soppressione del pennello catodico e quindi della traccia è pure prodotto dal generatore di denti di sega.
L'alimentatore di alta tensione (1300 V) per il T.R.C. è stabilizzato per assicurare che la traccia sia stabile in luminosità e dimensione (Diametro dello « spot »).
L'alta tensione è manualmente regolabile mediante « VHV ADJ. » regolatore semifisso interno per la scelta del valore corrispondente alla miglior sensibilità del tubo oscillografico.
Gli ingressi degli amplificatori verticale e orizzontale sono protetti contro le sovratensioni mediante diodi polarizzati, normalmente in senso inverso e che proteggono fino a 500 Vp.
Oltre all'alta tensione, sono stabilizzate le tensioni + 27 V, + 9,1 V, — 5.6 V, — 20 V, per tutti gli stadi di funzionamento critico.
L'uso di diodi zener fa sì che l'alimentatore non subisca danni anche in caso di corto circuiti, purché di breve durata, sulle tensioni stabilizzate.

■

Spettrofotometro veloce a raggi infrarossi

Una delle esplorazioni più veloci e di più alto rendimento di cui si disponga, che copre l'intervallo da 4000 a 650 numeri di onda (cm^{-1}) in appena due minuti, è fornita da un nuovo tipo di spettrofotometro a raggi infrarossi presentato da una società britannica come logico successore dell'apparecchio più economico già largamente affermato dalla stessa ditta costruttrice.
Zone separate per il campione e di riferimento permettono l'impiego di una gamma eccezionalmente vasta di accessori. Il quadro di comando molto semplice include un dispositivo di esplorazione manuale bidirezionale per lo studio rapido dello spettro, per esplorazioni limitate e per analisi dei tempi a lunghezze d'onda fisse.
Il sistema registratore, unico del suo genere, è capace di accogliere rulli di carta millimetrata precedentemente tarata di due misure diverse: carta millimetrata normalizzata A4, o qualsiasi foglio di carta largo da 180 a 210 mm.
Lo strumento è suscettibile di svariate applicazioni in situazioni dove la sua eccezionale precisione fotometrica lo rende ideale per analisi quantitative e in qualsiasi istituto di insegnamento. Per questo secondo tipo d'impiego si possono aprire i coperchi a cerniera per mettere in evidenza tutti i sistemi ottici ed elettronici.
(Rank Precision Industries, Analytical Division, Hilger and Watts, 31/33 Camden Road, London, N.W. 1).

■

Generatore di segnali versatile

Le caratteristiche di un deviatore di frequenza e generatore di segnali AM/FM sono cambiate in un apparecchio unico misuratore del rendimento di un ricevitore, concepito per una vasta gamma di applicazioni nelle comunicazioni.
L'apparecchio copre l'intervallo di frequenza da 10 kHz a 510 MHz. I vantaggi dei tradizionali generatori di segnali per moltiplicatori di frequenza, combinati con tecniche di elaborazione dei segnali, conferiscono allo strumento una notevole versatilità. L'intervallo di frequenza è coperto da 11 bande selezionate da commutatori, e sono previste due sorgenti di segnali primari; un oscillatore comandato manualmente e un oscillatore comandato dalla tensione. Quest'ultimo può essere accoppiato ad un generatore interno di deviazione, cosicchè l'apparecchio può essere commutato istantaneamente dal modo convenzionale generatore di segnali a quello di deviatore operativo.
Quando viene utilizzato come generatore di segnali sintonizzato manualmente, lo strumento possiede anche un dispositivo di deviazione a banda stretta ed è capace di misurare il rendimento del ricevitore su un intervallo di frequenza molto più largo di quanto sia possibile con apparecchi convenzionali.
L'apparecchio può essere sintonizzato a tutte le frequenze *r-f* ed FI normalmente adoperate negli apparecchi di radiodiffusione circolare e per comunicazioni, ed è anche idoneo per prove di frequenze di deviazione alle stesse frequenze. È possibile montare ricevitori che includono decodificatori stereofonici, e il generatore di segnali può essere utilizzato per provare gli stadi a $r - f$ ed FI di ricevitori televisivi.
Grazie alla sua versatilità lo strumento è utile per chiunque voglia azionare una vasta gamma di apparecchi per comunicazioni e abbia necessità di sorgenti di segnali per soddisfare qualsiasi contingenza.
(Marconi Instruments Ltd., St. Albans, Hertfordshire, Inghilterra).

■

A Roma il 19° Congresso scientifico internazionale

Dal 27 al 30 marzo del prossimo anno si terrà a Roma il 19° Congresso scientifico internazionale di elettronica, dedicato quest'anno alle « Reti di Telecomunicazioni »: evoluzione delle strutture in vista di nuovi servizi (trasmissione dati, videotelefonia, fac-simile veloce, etc.), di nuove possibilità tecniche nella trasmissione e nella commutazione e di nuovi mezzi per la gestione delle reti. Saranno, in particolare, presi in esame, nei riflessi sulla programmazione, progettazione, esercizio e manutenzione delle reti di qualsiasi ordine, i seguenti argomenti:
— Criteri e problemi relativi alla gestione dinamica delle reti;
— problemi di struttura delle reti, per l'estensione delle comunicazioni a mezzo satelliti, per la diffusione delle tecniche numeriche e per l'avvento di nuovi sistemi a grande e grandissima capacità;
— problemi di affidabilità e disponibilità di apparati e sistemi in quanto influiscano sulla struttura delle reti;
— questioni relative alla integrazione di reti da adibire a tipi diversi di servizi.
Nel quadro del Congresso saranno inoltre organizzati dei dibattiti a panel o tavola rotonda su vari argomenti di attualità tra i quali, in particolare: « Tecniche per la riduzione della ridondanza dei segnali sonori e visivi » e « Progettazione automatica di circuiti attivi ».

Tubi indicatori numerici compatti a lunga durata

La ITT Components Group Europe annuncia che, a seguito di un accordo con la Burroughs Corporation di Detroit, U.S.A., per la produzione di tubi indicatori, due nuovi tubi a lunghissima durata, tipo 5853S e 5870S, vengono ora prodotti dalla Valve Product Division dell'ITT Components Group Europe.
Questi tubi indicatori ad immagine laterale a catodo freddo sono particolarmente indicati per l'impiego in piccoli calcolatori da tavolo e in altre applicazioni dove l'economia di spazio sia essenziale.
Il 5853S è studiato per impieghi in time-sharing (a parzializzazione di tempo) con eccitazione sequenziale dell'anodo. Il 5870S è inteso per funzionamento in continua o ad impulsi con picco di corrente di catodo fino a 10 mA nominali. I tubi presentano le seguenti caratteristiche:
a) indicazione di numeri da 0 a 9 con un punto decimale sia a sinistra che a destra della cifra principale;
b) area utile di esposizione di mm 13,5 (altezza) x mm 7,6. Questa rappresenta una notevole percentuale dell'area di profilo del tubo;
c) altezza complessiva del bulbo di mm 30,5 e diametro di mm 13;
d) le connessioni comprendono 14 terminali stagnati con configurazione in linea per uso sia con zoccolo che per circuito stampato;
e) le condizioni caratteristiche di lavoro sono le seguenti:
Tipo 5853S
Tensione anodica: 200 V
Corrente di picco catodo: 14 mA
Durata di impulso: 100 microsecondi
Frequenza di ripetizione degli impulsi: 500 Hz
Tipo 5870S
Tensione anodica: 200 V
Corrente di catodo (con punto decimale): 3,3 mA
Tensione di prepolarizzazione dei catodi: 67 V

■

TAG - TAP - TAJ - TAM - Il giusto condensatore al tantalio ITT per ogni applicazione.

Il Gruppo Europeo Componenti ITT ha esteso il suo programma di condensatori al tantalio con elettrolita solido ed ora è in grado di offrire versioni per le più disparate applicazioni professionali e consumer.
Le già note famiglie TAA, TAG e TAG_s sono state arricchite con una nuova linea di 50 V con fino a 350 uCb ed i tipi da 35 V con fino a 2200 uCb. Sono a disposizione con capacità nominali da 0,1 a 330 μF e tensioni nominali da 3 a 50 V. Nel caso dei TAP e TAP_s si tratta di condensatori a goccia, immersi in resina sintetica, con iscrizioni in testo chiaro. Essi non invecchiano e sono indicati per prestazioni particolari (categoria FPF secondo DIN40040). Con valori di capacità da 0,1 a 100 μF le tensioni nominali sono da 3 a 35 V. Fattore di corrente residua k = 0,02.
Un'ulteriore novità è il tipo TAJ/TAK in versione polarizzata e non polarizzata. È stata pure messa a punto una linea di condensatori al tantalio ITT in versione a chiusura ermetica per applicazione in circuiti miniaturizzati nel settore professionale. e semiprofessionale. Il corpo in tantalio è ricoperto da resina sintetica e provvisto di terminali esterni assiali e radiali. Gamma di capacità polarizzata da 0,015 μF a 100 μF, non polarizzata da 0,068 μF a 100 μF; tensione nominale da 1,5 a 35 V; gamma di temperatura da − 40° C a + 100° C.
La linea TAJ/TAK risponde alle classi d'applicazione 546IEC68, H3, DEF5011, GMG DIN 40040 e può essere impiegata, a causa delle ridotte dimensioni (min. 4,2 x 2,6 x 1,5 mm) in cineprese, amplificatori per microfoni, mezzi auditivi, strumenti medicali e amplificatori finali subminiatura.

■

Nuovi varistori e termistori della ITT

Al Salone dei Componenti di Milano la ITT ha presentato due nuove gamme di varistori e termistori.

Varistori
Prodotto in carburo al silicio con giunzione diffusa, sono disponibili nelle versioni a disco e a bastoncino con fili di connessione o per il montaggio diretto. Questi varistori trovano ampia applicazione nel controllo delle tensioni e nella protezione di altri componenti. Nella telefonia sono impiegati per la soppressione dei rumori, la protezione contro i sovraccarichi e il livellamento delle linee di trasmissione. Inoltre sono indicati per la protezione dei contatti dei relé l'eliminazione delle scintille sui rotori dei motori elettrici e la regolazione dell'alta tensione nei ricevitori TV.
La costruzione tramite diffusione di silicio consente l'impiego dei varistori ITT per le compensazioni di temperatura nei circuiti a semiconduttori.

Termistori

La ITT ha arricchito la sua gamma di termistori a coefficiente di temperatura negativo con una grande selezione di versioni a disco da 3 a 20 mm di diametro e a vite.
Questi termistori sono indicati per la misurazione, compensazione o protezione della temperatura.
Applicazioni tipiche sono quelle per la misurazione della temperatura dell'acqua nelle automobili, la compensazione della temperatura nelle bobine di deflessione dei cinescopi TV e la soppressione dei sovraccarichi nelle apparecchiature di ogni tipo.

■

Commutatore PZ per circuiti stampati

La ITT Components Group Europe annuncia la realizzazione di un commutatore PZ per circuiti stampati.
Si tratta di un commutatore rotativo a quattro doppi contatti che misura 31 x x 26 x 8 mm.
Di esso sono disponibili due versioni che consentono:
a) lo scatto singolo dei contatti
b) lo scatto contemporaneo di tutti i contatti.
Il commutatore può essere azionato a mano e le fessure a croce situate ai bordi dell'albero consentono l'accoppiamento con altri commutatori.
La durata minima è di 0,5 · 10^6 scatti.
I valori tecnici sono:
Potenza: max. 50 VA
Corrente: max. 1 A
Tensione: max. 100 V.

STRMENTI DI MISURA GRUNDIG

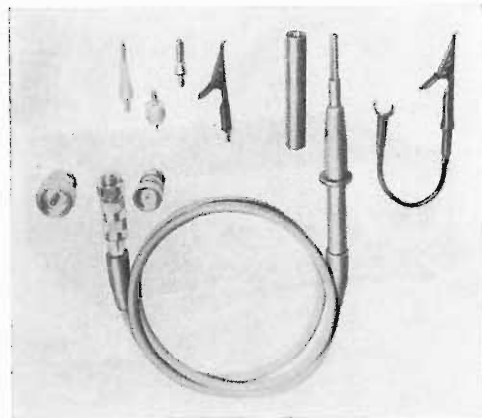
Millivoltmetro MV20

Il millivoltmetro MV20, maneggevole e di facile impiego, permette la misura di tensioni nella gamma di frequenza da 10 Hz a 1 MHz con i campi di misura di 3/10/30/100/300 mV e 1/3/10/30/100/300 V. La precisione della misura fra 100 Hz e 100 kHz è ± 3%, nei campi limite, 10 Hz-100 Hz e 100 kHz-1 MHz è ± 5%. L'impedenza di entrata corrisponde a 10 MΩ II 30 pF. La tensione di uscita amplificata ammonta, per il massimo pilotaggio, a 330 mV con una resistenza interna di 1,8 kΩ.

Oscilloscopio G10/13

Oscilloscopio completamente transistorizzato con cinescopio a schermo piatto da 13 cm (superficie utile dello schermo 8 × 10 cm), idoneo per tutti gli impieghi di assistenza commerciale e industriale. La custodia è isolata da rete e da neutro. Oltre al funzionamento con la rete, l'oscilloscopio può funzionare anche con un generatore di tensione continua esterna di 21,5-32 V, ciò che è importante per il servizio con impianti mobili. L'amplificatore di misura, avente una larghezza di banda da 0 a 10 MHz, possiede una deriva straordinariamente bassa per cui è superflua la correzione di zero. Il più piccolo coefficiente di deflessione è 2 mV/cm con la completa larghezza di banda. Come negli altri oscilloscopi della serie, l'impedenza di entrata dell'amplificatore di misura corrisponde a 1 MΩ II 36 pF. La base dei tempi può venire scelta in 21 scatti fra 500 ms/cm fino a 1 μsec/cm (sequenza degli scatti 1, 2, 5). L'oscilloscopio posto sul "trigger", mancando il segnale, viene commutato su deflessione continua.

Sonda TK8 con partitore di tensione

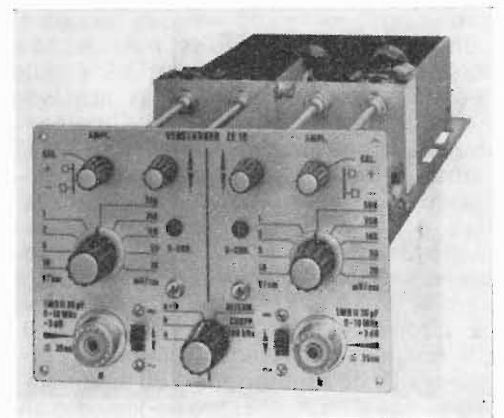
La sonda-partitore di tensione TK8 è

adatta per essere collegata a tutti gli oscilloscopi e voltmetri a corrente alternata aventi una resistenza di entrata di 1 MΩ ed una capacità di entrata di 15-55 pF per una larghezza di banda fino a 50 MHz. La resistenza di entrata della sonda ammonta a 1 MΩ con un partitore di tensione di rapporto 1 : 1 e 10 MΩ con un rapporto 10 : 1. La capacità di entrata della sonda è 16 pF. Vengono forniti pure due partitori da inserire 1 : 1 e 10 : 1, spine intercambiabili BNC e UHF e cinque puntali diversi per le misure. Tutte queste minuterie sono poste in una busta di plastica trasparente.

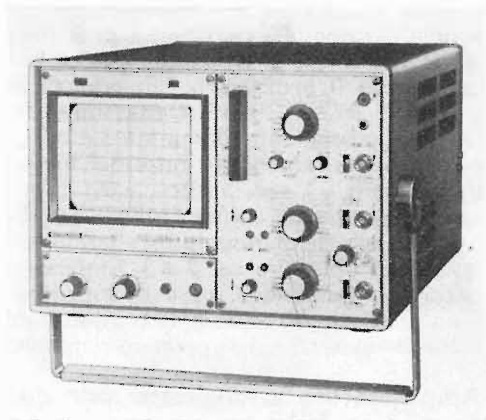
Oscilloscopio di misura sistema MO10/13

Oscilloscopio di misura di alta classe, completamente transistorizzato con amplificatore verticale a cassetti intercambiabili per vari tipi di impiego. I dati per

la deflessione *Y* sono indicati sui cassetti. L'apparecchio può venire fornito con un cinescopio a lunga persistenza. Amplificazione *X*: coefficiente di deflessione 1 V/cm, 0,2 V/cm. Gamma di frequenze da 0 a 600 kHz, impedenza di entrata 1 MΩ II 36 pF. Deflessione del tempo: autoscillante, comandata e automaticamente comandata. Base del tempo in 22 scatti - 1 sec/cm fino a 0,1 μsec/cm, posizione di commutazione per figura, riga particolarmente focalizzata, regolazione continua ca. 1 : 3. Sincronizzazione e comando: modi di funzionamento: comando automatico interno ed esterno = esterno ~ rete, positivo-negativo.

Amplificatore a cassetto per due canali tipo ZE10

Con l'amplificatore ZE10, è possibile utilizzare lo strumento fondamentale MO

10/13 come un oscilloscopio a due canali. Il cassetto contiene due amplificatori uguali ma indipendenti l'uno dall'altro. Nel funzionamento con due tracce, queste vengono commutate alternativamente sull'amplificatore principale comune. Questa commutazione avviene dopo ogni passaggio del fascetto elettronico a mezzo impulso col fianco posteriore del dente di sega (alternato) oppure, indipendentemente dalla deflessione del tempo, con frequenza fissa di 100 kHz (oscillazione libera). La polarità delle due entrate è commutabile separatamente e con ciò possono venire rappresentate anche tensioni somma e differenza. Alcuni impieghi pratici: misure di confronto all'entrata e all'uscita di un quadruplo, reazione e svincolo nella tecnica di comando e di regolazione, tecnica stereo e TVC.

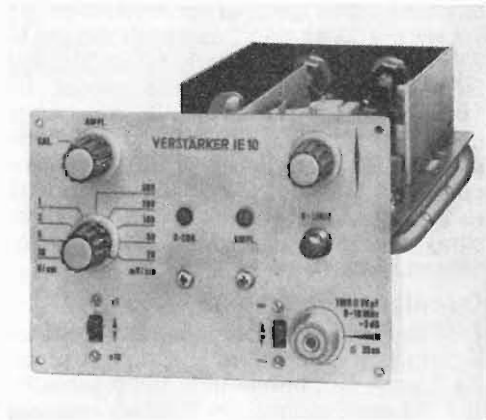
Oscilloscopio G10/13Z

Il fratello maggiore del G10/13, un oscilloscopio a doppio canale per la rappresentazione contemporanea di fenomeni concomitanti come per es. nella tecnica di elaborazione di dati, nella TVC e nella tecnica stereo. L'apparecchio possiede due identici canali amplificatori indipendenti uno dall'altro, con una larghezza di banda da 0 a 10 MHz. Il coefficiente di deflessione minimo ammonta per ogni canale a 2 mV/cm. Un commutatore permette la scelta dei seguenti tipi di funzionamento: 1) solo canale « A »; 2) solo canale « B ») 3) « A + B »-addizione di ambedue i segnali; 4) « A − B »; 5) funzionamento in « Chopper »-frequenza di commutazione 100 kHz, sincro su canale « A »; 6) funzionamento alternato-sincro su canale « A »; 7) funzionamento alternato, il sincro viene prelevato da ambedue i segnali di misura in modo che possono venire rappresentati anche due fenomeni con frequenze non interasservite. I commutatori $=/\sim$ per ogni canale sono provvisti di una posizione per la soppressione momentanea dell'asse zero.

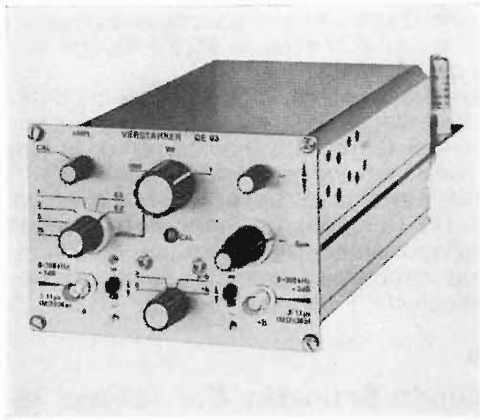
Accumulatore dei segnali SS01

L'accumulo dei segnali con fenomeni di breve durata e con ricorrenza unica (per es. fenomeni con una sola oscillazione, scariche onde di pressione, tensione disruptive) permette anzitutto un esatto giudizio ed una valutazione sullo schermo oscilloscopico. Sistema di funzionamento in « registrazione » tracciamento conti-

nuo del segnale di entrata su un nastro magnetico senza fine, con cancellazione dopo ogni corsa del nastro. In « riproduzione » lettura continua periodica dei segnali tracciati ed indicazione come valori di tensione analogici. Osservando su di un normale oscilloscopio collegato i segnali ricorrenti e commutando successivamente da registrazione a riproduzione, si ottiene la rappresentazione dei segnali registrati su una figura stazionaria.

Amplificatore verticale VE10/IE10

Nelle loro caratteristiche tecniche più importanti, i due amplificatori sono uguali. La larghezza della banda raggiunge il massimo 10 MHz con 3 dB con una sensibilità di 20 mV/cm (posizione di commutazione pari al coefficiente di deflessione). Però nel campo delle misure di grandezze non elettriche, è praticamente vantaggioso utilizzare il possibile coefficiente di deflessione di 2 mV/cm sulla posizione del commutatore « coefficiente di deflessione × 10 » con una larghezza di banda alquanto più piccola (8 MHz nell'IE10, 6 MHz nel VE10). Possono così venire collegati quasi tutti gli strumenti indicatori senza bisogno di amplificatori intermedi. L'amplificatore IE10 è provvisto inoltre di un dispositivo di ritardo (0,2 μsec) che risulta vantaggioso nella tecnica degli impulsi per la misura di rapide salite. Mediante un tasto, può essere interrotta la connessione del segnale da misurare e può essere soppresso l'asse zero.

Amplificatore differenziale DE03

L'amplificatore differenziale DE03 ha un coefficiente di deflessione di 200 μV/cm con una larghezza di banda da 0 a 300 kHz-3 dB. Questi valori permettono la misura diretta della tensione su strumenti indicatori, dilatometrici, termocoppie ecc., nella tecnica di misura di comando e di regolazione. Anche nella tecnica Hi-Fi stereo è particolarmente vantaggioso inserire l'amplificatore differenziale ad alta sensibilità (per es. per la taratura simmetrica dei canali, per la misura della diafonia o come indicatore di zero di alta sensibilità nei circuiti a ponte). Grazie all'elevata attenuazione dell'interferenza di 80 dB possono essere valutati anche i segnali coperti da forti disturbi. Ciò

lo rende particolarmente adatto per l'impiego nell'elettronica di potenza e applicato ai motori di automezzi e soprattutto là dove si deve tener conto dei disturbi provenienti dagli accoppiamenti attraverso le linee di alimentazione, di comando, di terra e dei conduttori di protezione.

■

Recenti impieghi degli indicatori numerici a stato solido

A soli 10 dollari (per una quantità di almeno 1000) la Hewlett-Packard è in grado di fornire un indicatore a stato solido completo dei circuiti integrati di decodifica, driver e memoria.

Il problema di montare indicatori numerici su apparecchiature con funzionamento a batteria era rimasto fino ad ora senza soluzione; gli indicatori a tubi convenzionali hanno bisogno infatti di una alimentazione ad alta tensione che non è fornibile in apparecchiature portatili; con la introduzione delle matrici o diodi luminosi che funzionano a bassa tensione, tutto questo è ora possibile. Grazie alla bassa tensione di alimentazione gli indicatori sono inoltre compatibili con i circuiti integrati TTL (Transistor-Transistor-Logic) e DTL (Direct-Transistor-Logic). La cifra è formata dalle diverse combinazioni che assumono 21 diodi luminosi disposti verticalmente ed orizzontalmente secondo una matrice 7 × 4; l'altezza del carattere è di 8 mm mentre le dimensioni del contenitore sono di 11 × 14 mm.

La particolare conformazione di queste matrici numeriche fornisce una luminosità superiore ad ogni altro indicatore; inoltre, non essendo i numeri sovrapposti uno sull'altro, come negli indicatori convenzionali, l'angolo visivo è notevolmente più ampio: ed infine, anche se si brucia un diodo, la cifra è egualmente visibile, a differenza degli indicatori a tubi e a 7 segmenti nei quali, se si brucia un filamento o un segmento, scompare completamente un numero o si ha una lettura falsata.

La durata di esercizio, con medio coefficiente di brillantezza, è superiore alle 100.000 ore. Per dimostrare l'utilità e la convenienza di questi dispositivi, la stessa compagnia costruttrice, la Hewlett-Packard, li ha adottati su alcune delle sue più recenti apparecchiature. Questa nuova tecnologia ha infatti permesso di costruire un modulo voltmetro digitale di dimensioni ridottissime: il modello HP 3431A. Si tratta di un millivoltmetro con gamma da 0 a 1,999, delle dimensioni 4,3 × 8,9 × 8,9 cm e del peso di soli 400 grammi, completamente a stato solido e destinato a sostituire, come strumento da quadro i convenzionali voltmetri analogici.

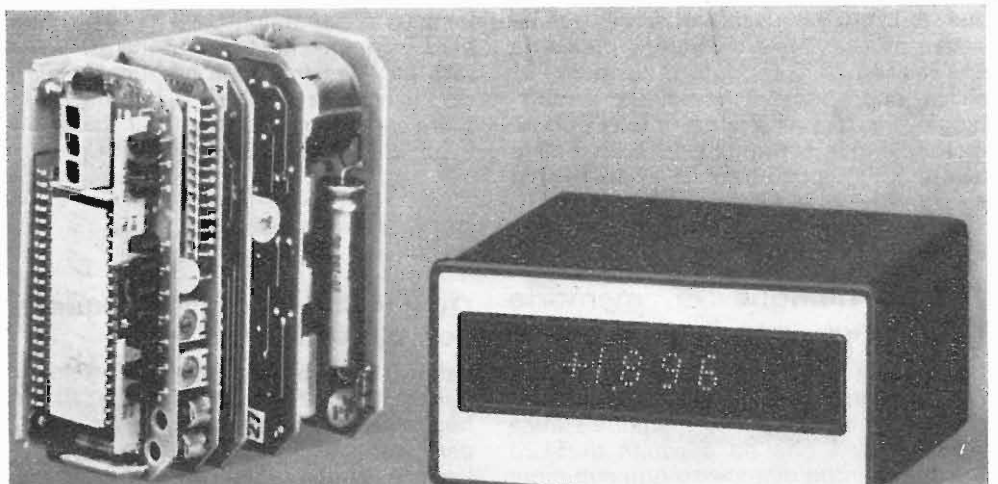
La precisione è dello 0,1% ± 1 cifra; il tempo di risposta da zero al fondo scala è 55 ms; si possono fare fino a 15 campionature per secondo. L'alimentatore (90÷130 V, 50÷400 Hz, 5 W) è già incluso nello strumento.

Il modulo è stato progettato al fine di ottenere un voltmetro maneggevole e di facile utilizzazione; l'adozione di circuiti stampati molto flessibili e di indicatori numerici modulari ha contribuito a rendere tutti i componenti del voltmetro di facile accessibilità.

Questo millivoltmetro è particolarmente adatto ad essere montato su apparecchiature che richiedono un elemento di misurazione di tensione pratico e poco ingombrante; in tal senso è interessante notare che, per il collegamento, non sono necessarie saldature, ma è sufficiente il connettore del voltmetro.

■

Alimentatore a doppia uscita per amplificatori operazionali e circuiti integrati

La Philips ha presentato recentemente la serie di alimentatori c.c. PE1200 di ridotte dimensioni e a doppia uscita regolabile. Questi alimentatori sono stati espressamente progettati per l'impiego associato ad amplificatori operazionali, amplificatori di acquisizione dati ed altri dispositivi a circuiti integrati che richiedono un'alimentazione stabilizzata di + e − 15 V. L'unità PE1210, a tenuta ermetica, misura 67 x 108 x 86 mm, soddisfa l'eccezionale rapporto costo/prestazioni comune alle unità della serie PE1200 ed anche al nuovo concetto adottato dalla Philips che consiste nell'usare un numero limitato di componenti ben collaudati così da semplificare la produzione e ridurre al minimo le parti di ricambio.

Questa unità è stata dotata di controllo completamente indipendente su entrambe le uscite in modo che queste possano essere regolate a qualsiasi tensione compresa fra 4,5 e 15 V. Se il carico è collegato fra i terminali + e – dell'unità, l'alimentatore può essere usato come modulo ad uscita singola con uscita di 30 V e correnti fino a 100 mA. L'impiego generalizzato di semiconduttori al silicio e di condensatori funzionanti a 85° C, consentono al PE1210 un più che soddisfacente funzionamento a temperature ambiente fino a 70° C, in accordo con uno dei requisiti sempre più richiesti (fra queste le norme OEM per il funzionamento ad elevate temperature).
Ciascuna uscita del PE1210 è dotata di protezione automatica contro i sovraccarichi del tipo a ripristino elettronico. Ciò vuol dire che l'unità può sopportare sia i sovraccarichi che i cortocircuiti diretti, fra le singole uscite e massa oppure fra i suoi terminali + e –, per un periodo di tempo indefinito e senza danno per l'unità. Questo vuol dire che nelle condizioni di sovraccarico la mutua dipendenza fra le due uscite assicura che una condizione di cortocircuito su un'uscita riduca automaticamente le tensioni su entrambe le uscite onde evitare danni al circuito di carico. Il ripristino è automatico una volta rimossa la condizione di sovraccarico e di cortocircuito.
Entrambe le uscite del PE1210 sono molto stabili (inferiore a ± 0,1% di variazione per una variazione della rete del 10% compreso l'assestamento termico di andata a regime), mentre la tensione di « ripple » è inferiore a 1 mV efficaci. Le due tensioni di uscita possono anche essere programmate a distanza mediante una resistenza. Dal punto di vista dell'utilizzazione, l'unità è adatta per il montaggio a parete all'interno di telai oppure incassato e, in entrambi i casi, può essere usato come singola unità o multiplata con altre.

■

Nuova famiglia di memorie Read-Only

Il più recente dispositivo che la Philips ha aggiunto ai circuiti integrati MOS della serie « FD » è una memoria statica « read-only » che ha capacità di 5120 bits e un tempo di accesso non superiore a 475 nsec. Questa è la prima memoria di una nuova famiglia ed è denominata FDR146Z; i numeri che seguono la Z distinguono i diversi membri della famiglia.
I segnali immagazzinati in queste memorie read-only devono soddisfare ai requisiti di applicazioni specifiche. Incluse vi sono precise tabelle di consultazione, convertitori di codice e generatori di messaggi speciali e funzioni logiche: altre istruzioni e indicazioni desiderate dal cliente possono essere aggiunte a questi segnali durante il processo di fabbricazione.
I dispositivi della famiglia FDR146Z sono circuiti integrati monolitici complessi realizzati con la tecnica MOS « p-channel enhancement ». Una volta letto l'indirizzo in memoria, tutte le sue uscite rimangono nello stato stabile finchè non viene introdotto un nuovo indirizzo.
La decodifica completa dell'indirizzo viene effettuata sul chip al silicio. I 5120 bits sono organizzati in 512 indirizzi con un'uscita a dieci linee. Quando viene usata per la generazione di caratteri di elevata definizione, i bits possono essere intesi come 64 matrici 8 x 10.
I dispositivi funzionano con una tensione di alimentazione compresa fra – 24 e – 28 V ed hanno un assorbimento di potenza di soli 0,6 mW per bit. Le resistenze interne poste agli ingressi forniscono la tensione per i generatori TTL. La velocità di funzionamento può essere aumentata cortocircuitando le resistenze di ingresso e usando l'appropriata configurazione d'uscita.
La prima memoria read-only della nuova famiglia è denominata FDR146Z1. Contiene segnali che consentono di realizzare 64 diversi simboli codificati ASC11 su una matrice puntiforme 7 x 9 mediante una scansione a colonna del tipo usato nella stampante a mosaico MPA1.

■

Quarzi ITT a bassa frequenza per circuiti oscillanti

La ITT Components Group Europe annuncia l'arrivo alla produzione di una nuova gamma di quarzi a bassa frequenza per circuiti oscillanti.
I quarzi, che lavorano in risonanza serie, sono disponibili per gamme di frequenza da 5 a 65,499 kHz; da 65,5 a 83,999 kHz e da 84 a 150 kHz.
Essi sono sigillati ermeticamente in contenitori metallici, che a scelta possono essere di terminali a innesto a filo; le loro dimensioni variano solo nell'altezza.
Con questi nuovi tipi per bassa frequenza, la ITT Components Group Europe mette a disposizione degli utilizzatori una gamma completa di quarzi per frequenze nominali da 1 kHz ad oltre 100 kHz.

■

Diodo Schottky Barrier per sistemi di allarme radar

La Philips ha sviluppato un nuovo diodo Schottky barrier denominato BAV46 per allarmi antifurto ad effetto Doppler ed equipaggiamenti simili. Questi sistemi richiedono un diodo con basso « flicker » a frequenze molto prossime alla portante ed un'elevata efficienza di conversione, con o senza alimentazione c.c., quando sono pilotati mediante i segnali a basso livello dell'oscillatore locale. Il BAV46 soddisfa ad entrambi i requisiti. Ha anche il vantaggio di essere un dispositivo robusto che manterrà stabili le proprie caratteristiche nelle condizioni avverse di funzionamento in cui spesso devono funzionare gli equipaggiamenti portatili.
Il diodo ha un coefficiente tipico globale di rumore di 10 dB a 1 kHz dalla frequenza portante, cioè una prestazione sostanzialmente migliore di quella offerta dal miglior diodo a punta di contatto.
Nelle condizioni tipiche di funzionamento la corrente diretta a 9,375 GHz sarà di 30 μA con livello R.F. di 1 μW. La sua efficienza tipica di conversione è di 1 μA/μW. Quando viene usato come rivelatore video a microonde, con una corrente diretta di alimentazione di 50 μA e un amplificatore video con larghezza di banda 2 MHz, il BAV 46 ha un sensibilità tangenziale di – 52 dB nella banda X.
Il BAV46 può essere montato su una guida d'onda per banda X.
Se necessario, può essere fornito con una bussola di chiusura reversibile del tipo 56321 che rende il diodo conforme al formato DO-22. Il contenitore è ermeticamente chiuso. Il BAV46 può funzionare nella gamma di temperature di – 55 ÷ + 150° C.

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

---

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione - elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA
COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL-FAU s.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

FRINI ANTENNE

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

---

antenne, amplificatori e materiali per impianti TV
20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

STRUMENTI DI MISURA

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554 5/6

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9150424/425/426

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

20156 MILANO Via Pantelleria, 4

- SISTEMI AUTOMATICI DI COLLAUDO
- ELETTRONICA INDUSTRIALE
- ELETTRONICA DIDATTICA
- STRUMENTI DI MISURA

Telef. 391.267 391.268

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

BOLLANI
MONZA S. ROCCO
Via Solone 18 - Tel. 039/84871

PRESTEL s.r.l.
misuratori di intensità di campo
20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 A - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

EST
ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI
Via Vittorio Veneto
35109 TOMBOLO (Padova)
Costruz. Elettroniche Profess.

SEB - Milano
Via Savona 97
Telefono 470 054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

È uscito:

SCHEMARIO TV
44ª SERIE

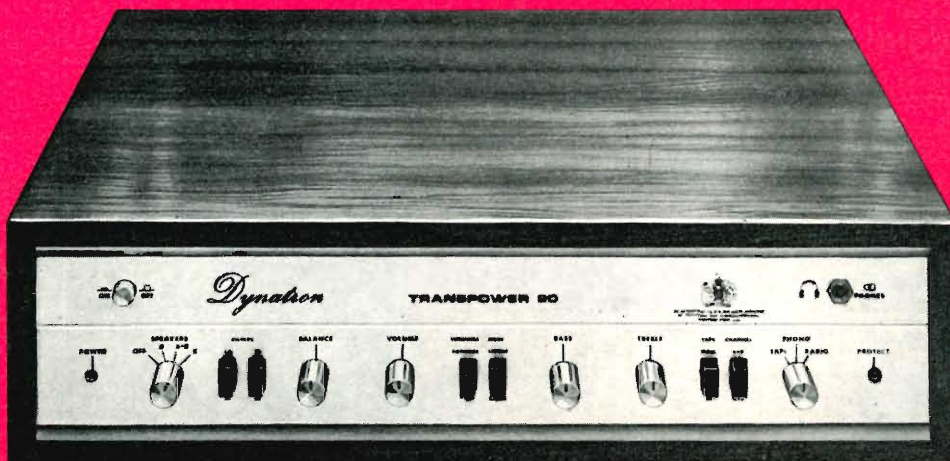
con note di servizio e tavole a colori
e con equivalenze dei transistori

Lire 6.500

Acquistatelo!

Editrice IL ROSTRO - 20155 Milano - Via Monte Generoso 6/a

DYNATRON

Pre-Amplificatore integrato stereo a transistor da 80 Watt RMS mod. SA - 90

Un amplificatore che si distingue per prestazioni, eleganza, flessibilità dei comandi e prezzo contenuto.
Una scelta sicura per l'amatore che desidera costituire un impianto HI-FI di classe elevata.
Nel SA-90 vi è un circuito brevettato di protezione dei transistors finali al silicio contro mancanza di carico, sovraccarico, cortocircuiti e disadattamenti d'impedenza. L'intervento di questa protezione viene rivelato dall'accendersi dell'apposita spia posta sul pannello frontale dell'apparecchio. I transistors finali selezionati assicurano un uniforme guadagno su tutto lo spettro acustico. Una ricca dotazione di comandi e filtri permette di adeguare la risposta dell'impianto ad ogni esigenza d'ascolto.

CARATTERISTICHE TECNICHE • **Potenza d'uscita continua:**

40 + 40 Watt (4 ohm), 24 + 24 Watt (8 ohm) e 18 + 18 Watt (16 ohm) • **Risposta di frequenza:** Ingresso radio = 30 - 20.000 Hz ± 1 dB, Ingreso nastro = 15 - 20.000 Hz ± 3 dB, Ingresso fono = 35 - 20.000 Hz ± 1,5 dB • **Distorsione armonica:** 0,2% • **Sensibilità degli ingressi:** Radio e nastro da 150 mV a 2,8 V, Fono magn. da 2,3 a 40 mV • **Impedenze d'ingresso:** Radio e nastro 68 Kohm, Fono magn. 47 Kohm • **Rapporto S/D:** Radio e nastro — 70 dB, Fono — 68 dB • **Uscita per registratore:** 150 mV su un carico di 20 Kohm o maggiore. • **Uscita per cuffia stereo:** Bassa ed alta impedenza • **Controlli di tono:** Bassi ± 10 dB a 100 Hz. Acuti ± 10 dB a 10 KHz • **Filtri: Antirombo** — 15 dB a 20 Hz; Antifruscio — 25 dB a 10 KHz; Loudness + 10 dB a 40 Hz e + 5 dB a 10 KHz • **Separazione dei canali:** Migliore di 40 dB a 1 KHz • **Transistor:** 24 + 9 diodi • **Alimentazione:** 220 V 50 Hz 150 Watt • Accessori forniti: Mobiletto contenitore di teak • **Comandi e confronti:** Interruttore d'accensione; Selettore d'uso degli altoparlanti (Principali, Ausiliari, entrambi ed esclusi); Filtri antirombo e antifruscio; Bilanciamento dei canali; Volume; Bassi; Acuti; Selettore degli ingressi a 3 posizioni (Radio, Nastro e Fono); Loudness; Inversione dei canali stereo rispetto alle casse; Selettore d'uso dell'impianto (Mono estero); Monitor della registrazione; Spia del circuito di protezione dei transistor finali e presa tripolare stereo per cuffia.

Complesso giradischi ed amplificatore stereo da 80 Watt RMS mod. HFC-90

Questo modello comprende in un unico ed elegante mobiletto il giradischi manuale **GOLDRING-LENCO mod. GL-75** con testina fonografica magnetica **GOLDRING mod G-800** e l'amplificatore **DYNATRON** a transistor mod. SA-90.
CARATTERISTICHE TECNICHE: Amplificatore: Medesime caratteristiche del mod. **SA-90** da 80 Watt • **Giradischi mod. GL-75:** Motore: ad induzione a 4 poli; Regolazione della velacità del piatto: continua, con sistema di puleggia scorrevole sull'albero motore conico; Velocità di rotazione del piatto: 78, 45 e 33 giri; Peso del piatto (amagnetico): 4,1 Kg; Peso dell'intero giradischi: circa 7,5 Kg; Piastra supporto: in pesante fusione • **Braccio:** Passo di fissaggio delle testine: 1/2"; Conchiglia portatestina intercambiabile; Peso gravante sulla puntina della testina: variabile da 0,5 a 5 gr; **Regolazioni:** Bilanciamento longitudinale e trasversale; Regolazione del peso gravante sulla puntina; Antiskatting; Regolazione del braccio in altezza; Dispositivo di discesa frenata del braccio • **Testina: GOLDRING mod. G-800;** Puntina di diamante intercambiabile; Compatibile mono/stereo; Risposta di frequenza da 20 a 20.000 Hz; Tipo: Magnetica; Peso gravante sulla puntina: 2 grammi • **Mobile:** In teak, con coperchio antipolvere di plexiglas bruno incernierato posteriormente • **Alimentazione:** 220 V 50 Hz.

Per l'invio dei cataloghi ALTA FEDELTA' e STRUMENTI ELETTRICI, trattandosi di pubblicazione di peso rilevante ai fini della tassazione postale, siamo costretti, ns. malgrado, a richiedere L. 500.— in francobolli, a titolo esclusivo di rimborso spese postali.

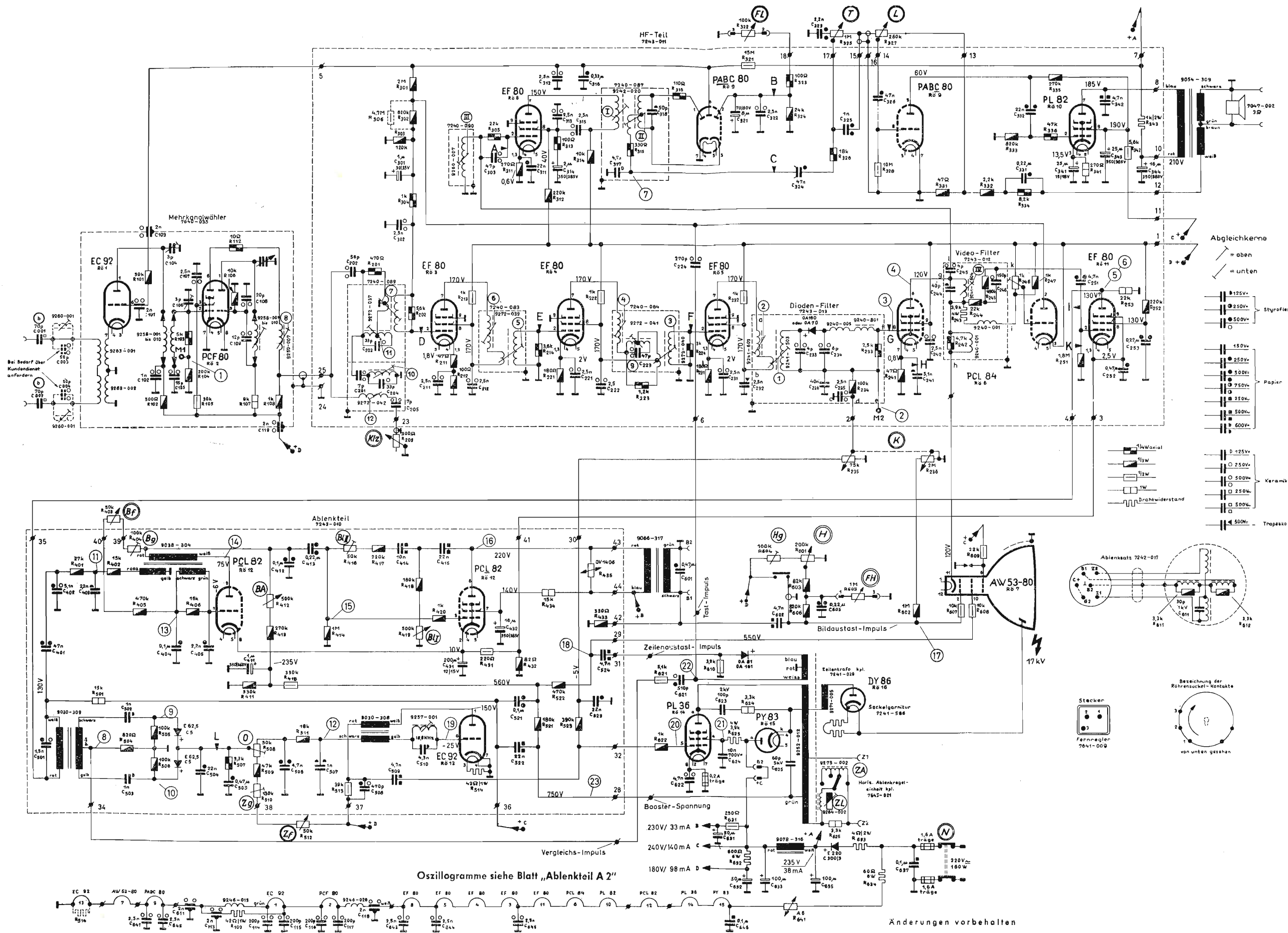
AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

International s.p.a.

20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30

Archivio schemi

TV mod. 439

Schema elettrico del ricevitore di TV grundig mod. 439